

*République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de L'enseignement Supérieur et de
la Recherche Scientifique*



Université A. MIRA-BEJAIA
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de Master en télécommunication

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Thème

**Conception et simulation de filtres RF ULB pour des
applications en télécommunication avec ANSOFT
Designer et HFSS.**

❖ **Etudiant(e)s**

Mlle BOUDIA Sonia

Mlle ZIANI Lila

❖ **Devant le jury composé de**

- ✓ **Présidente:** Mme GHENAM Souheila.
- ✓ **Examinatrice:** Mme ACHOUR Lyakout.
- ✓ **Promotrice:** Mme BOUNCER Samira.

Promotion 2019/2020

Remerciements

Ce travail a été effectué sous la direction de Mme BOUNCER Samira.

Après **Dieu** le tout puissant qui nous a procuré la volonté et la santé durant toutes nos années d'études, nous adressons nos sincères remerciements à notre encadreur de nous avoir fait bénéficier de sa disponibilité, ses connaissances scientifiques et ses judicieux conseils qui ont contribué à alimenter nos réflexions afin d'achever ce travail.

Tout notre respect et nos remerciements aux membres de jury pour avoir accepté d'examiner notre travail : Mme ACHOUR Lyakout et Mme GHENNAM Souhila, professeurs à l'université de Bejaia.

Nous adressons notre gratitude à tous les professeurs dont les chemins se sont croisés avec les nôtres et à tous les intervenants qui par leurs paroles, leurs écrits ou leurs critiques ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Tout notre amour et notre reconnaissance aux êtres les plus proches à nos yeux, nos chers parents qui ont toujours été là pour nous, ainsi que pour nos frères et sœurs pour leurs présences et leurs soutiens moraux.

Enfin nous remercions tous nos amis d'avoir partagé avec nous nos meilleurs moments durant nos années à l'université et pour leurs encouragements qui ont été d'une grande aide.

DEDICACES

A mes parents chéris.

A mon frère aîné NONOR.

A ma sœur benjamine WAWI.

A ma complice LOUIZA.

A tonton et tata AOUDJ.

A tous mes ami(e)s.

Sonia.

DEDICACES

A mes très chers parents.

A mon frère Zidane.

A ma sœur Banina.

A ma très chère tante Fairouz.

A mes deux meilleures amies Tita et Celina.

A mes ami(e)s et ma famille.

Lila.

Liste des abréviations

BAN: Body Area Network.

BAW: Bulk Acoustic Wave.

BIE : Bande interdites électromagnétiques.

BP : Bande passante.

BPSK: Binary Phase-Shift Keying.

c: Vitesse de la lumière.

CMS: Composant monté en surface.

ECC: Electronic Communication Committee.

Champ E : Champ électrique.

Champ H : Champ magnétique.

EIRP: Equivalent isotropic radiated power.

EM : Electromagnétique.

f_c : Fréquence central.

f_r : Fréquence de résonance.

FPB ULB : Filtre Passe Bande Ultra Large Bande.

FSS : Frequency Selective Surface.

GPS: Global Positioning System.

GPR: Ground Penetrating Radar (radar à pénétration de sol).

GRPS: General Packet Radio Service.

GSM: Global System for Mobile.

H: Epaisseur.

Liste des abréviations

- HFSS:** High Frequency Structure Simulator.
- HTCC:** High Temperature Co-fired Ceramic.
- IEEE:** Institute of Electrical and Electronics Engineer.
- IL (dB):** Insertion Loss.
- IR:** Impulse Radio.
- LAN:** Local Area Network.
- LiNb:** Niobate de Lithium.
- LTCC:** Low Temperature Co-fired Ceramic.
- MEMS:** Micro electro mechanical System.
- MMR:** Multi Mode Resonator.
- MMIC:** Monolithic Microwave Integrated Circuits.
- NMT:** Nordic Mobile Telephone.
- Paramètre S:** Scattering Parameters.
- PCB:** Printed Circuit Board.
- PCB RF:** Printed Circuit Board Radio Frequency.
- PLL:** Phase- Locked Loop.
- PPM:** Pulse position modulation.
- OOK:** On Off Keying.
- ORL:** Oto-Rhino-Laryngologie.
- RF:** Radio Frequency.
- RFID:** Radio Frequency Identification.
- RL (dB):** Return Loss.
- SAW:** Surface Acoustic Wave.
- S_{11} :** Coefficient de réflexion à l'entrée.

Liste des abréviations

S_{21} : Coefficient de transmission directe.

SHF : Supra-Haute Fréquence.

SIR: Stepped Impedance Resonator.

TAND : Tangente de perte diélectrique.

TE: Transverse Electrique.

TEM : Transverse Electrique-Magnétique.

TID: Transducteur Interdigité.

UHF: Ultra Haute Fréquence.

ULB : Ultra Large Bande.

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System.

UWB: Ultra-wideband.

VCO: Voltage Controlled Oscillator.

VSAT: Very Small Aperture Terminal.

WIMAX: World-wide Interoperability for Microwave Access.

Wi-Fi: Wireless Fidelity.

WPAN: Wireless Personal Area Network.

λ : Longueur d'onde.

ϵ_r : Relative permittivity.

Chapitre I: Les filtres hyperfréquences

Figure I.1 : Vue en coupe d’une ligne micro-ruban5

Figure I.2 : Distributions des champs E et H.....5

Figure I.3 : Vue en coupe d’une ligne coplanaire6

Figure I.4 : Distributions des champs E et H6

Figure I.5 : Vue en coupe d’une ligne tri-plaque.....7

Figure I.6 : Distributions des champs E et H.....7

Figure I.7 : Classification des FSSs en fonction de leurs réponses spectrales.....7

Figure I.8 : Filtres BIE (a) passe-bas à saut d’impédance, (b) basse bande à résonateurs couplés8

Figure I.9 : **a.** filtre à iris inductives, **b.** filtre à iris résonantes9

Figure I.10 : Schématisation d’un filtre à cavités circulaires bimodales10

Figure I.11: Photographie d’un filtre d’ordre six à cavité circulaire10

Figure I.12 : schématisation d’un filtre à cavités rectangulaires bimodales11

Figure I.13 : Photographie d’un filtre à résonateurs diélectriques12

Figure I.14 : Photographie d’un filtre à éléments localisés13

Figure I.15 : Structure BAW14

Figure I.16 : Schématisation d’un filtre SAW14

Figure I.17 : Filtre d’ordre 3 en technologie PCB15

Figure I.18 : PCB microwave16

Figure I.19 : Procédé explicatif de la fabrication LTCC16

Figure I.20 : Filtre d’ordre 3 avec la technologie LTCC16

Figure I.21 : Filtre passe bande conçu avec la technologie LTCC17

Figure I.22 : (a) réponse du filtre (b) photographie du18

Figure I.23 : filtre passe bande à lignes couplées19

Liste des figures

Figure I.24 : (a) filtre à résonateurs quart d'onde couplés en parallèle (b) sa réponse en fonction de la fréquence (c) filtre à résonateurs demi onde couplés en série	20
Figure I.25: filtre à résonateurs Hairpin	20
Figure I.26: Résonateurs en boucle ouverte	21
Figure I.27: Filtre à couplage croisé entre résonateurs	21
Figure I.28: Structures inter-digitées (a) Filtre interdigité (b) Filtre pseudo-interdigité(c) Accès en circuit ouvert (d) Accès en court-circuit.....	22
Figure I.29 : Filtre à stubs $\lambda/4$ en court-circuit	23
Figure I.30 : Filtre à stubs $\lambda/2$ en circuit ouvert	23
Figure I.31 : Filtre passe bande à stubs quart d'onde.....	23
Figure I.32: filtre passe-bas micro-ruban à saut d'impédance.....	24

Chapitre II: L'Ultra Large Bande

Figure II.1 : Illustration de l'occupation spectrale en fonction de la fréquence	25
Figure II.2 : Les masques imposés pour les niveaux d'émissions ULB	30
Figure II.3 : Comparaison de l'occupation spectrale entre un système ULB et un système à bande étroite	31
Figure II.4 : Illustration des applications ULB.....	32
FigureII.5 : Illustration d'un circuit haute fréquence.....	34
Figure II.6 : Gabarit d'un filtre idéal	35
Figure II.7 : Gabarit d'un filtre réel	36
Figure II.8 : (a) gabarit idéal (b) gabarit réel d'un filtre coupe bande	36

Chapitre III : Conception et Simulation

Figure III.1 : Interface après démarrage sur ANSOFT Designer.....	40
Figure III.2 Fenêtre projet.....	40

Figure III.3 : Table de projet (a) outils de conception (b) librairie des composants.....	41
Figure III.4 : interface du projet HFSS.....	41
Figure III.5: Le filtre de base.....	43
Figure III.6: Réponse du filtre de base	43
Figure III.7: FPB amélioré.....	44
Figure III.8 : Réponse du filtre amélioré.....	44
Figure III.9: FPB avec des lignes réduites.....	45
Figure III.10 : Réponse des coefficients S_{11} et S_{21}	46
Figure III.11 : FPB à variables.....	46
Figure III.12 : Structure finale du FPB ULB.....	49
Figure III.13 : Dimensions finales des lignes.....	49
Figure III.14 : La réponse du filtre final.....	49
Figure III.15 : Conception du FPB sur HFSS.....	50
Figure III.16 : Réponse du filtre sur HFSS.....	51
Figure III.17 : Filtre coupe bande.....	53
Figure III.18 : Dimensions des lignes.....	53
Figure III.19 : Réponse du filtre coupe bande.....	53
Figure III.20 : Conception du filtre coupe bande sur HFSS.....	55
Figure III.21 : Réponse du filtre sur HFSS.....	56

Chapitre II : L'Ultra Large Bande

Tableau II.1 : répartition fréquentielle des applications via satellites	26
---	----

Chapitre III : Conception et Simulation

Tableau III.1 : Propriétés du substrat_1.....	42
Tableau III.2 : Résultats obtenus en variant Lh2.....	47
Tableau III.3 : Résultats obtenus en variant Wh2.....	47
Tableau III.4 : Résultats obtenus en variant Wv2.....	48
Tableau III.5 : Résultats obtenus en variant Lv2.....	48
Tableau III.6 : Caractéristiques du FPB sur ANSOFT.....	50
Tableau III.7 : Caractéristiques du FPB sur HFSS.....	51
Tableau III.8 : Bilan comparatif.....	51
Tableau III.9 : Caractéristique du substrat _2.....	52
Tableau III.10 : Caractéristique du filtre coupe bande.....	54
Tableau III.11 : Résultats en variant la largeur du Stub.....	54
Tableau III.12 : Résultats en variant la longueur du Stub.....	54
Tableau III.13 : Résultats en variant w_{t2}	55
Tableau III.14 : Caractéristiques du filtre coupe bande sur HFSS.....	56
Tableau III.15 : Bilan comparatif.....	56

Remerciement	I
Liste des abréviations	II
Liste des figures	III
Liste des tableaux	IV
Table des matières	V
Introduction générale	1
Chapitre I : Les filtres hyperfréquences	
I.1 Introduction	4
I.2 Technologies des filtres hyperfréquences.....	4
I.2.1 Technologie de filtres planaires.....	4
I.2.1.1 Technologie de filtres micro rubans.....	5
I.2.1.2 Technologie de filtres coplanaires.....	5
I.2.1.3 Technologie des filtres triplaques	6
I.2.1.4 Technologie de filtres FSS	7
I.2.1.5 Technologie de filtres à bandes interdites électromagnétiques	8
I.2.2 Technologie volumique.....	8
I.2.2.1 filtre à guide d'onde.....	9
I.2.2.2 Filtre à cavités couplés.....	10
I.2.2.3 Filtre à résonateurs diélectriques.....	11
I.2.3 Technologie à éléments localisés.....	12
I.2.4 Technologie de filtres piézoélectriques	13
I.3 Améliorations technologiques	15
I.3.1 Technologie planaire multicouche.....	15
I.3.2 Substrat à forte permittivité électrique.....	17
I.4 Améliorations topologiques	18
I.4.1 filtre à résonateurs couplés.....	18
I.4.2 Filtres Hairpin	20
I.4.3 Filtre à résonateurs a boucles ouvertes	20
I.4.4 Filtre interdigités et pseudo-interdigités.....	21
I.4.5 Filtres à stub.....	22
I.4.6 Filtre à saut d'impédance.....	23

I.5 Conclusion	24
Chapitre II : L’Ultra Large Bande	
II.1 Introduction.....	25
II.2 La répartition fréquentielle UHF et SHF	25
II.2.1 La communication satellitaire	26
II.2.2 Le Wi-Fi	26
II.2.3 Les communications mobiles	27
II.2.4 le Zigbee	27
II.2.5 Le Bluetooth	27
II.3 la technologie ULB	28
II.3.1 Définition	28
II.3.2 Bref historique	29
II.3.3 Réglementation ULB	29
II.3.4 Définition de la bande passante en ULB	30
II.3.5 Quelques applications ULB en RF	31
II.3.5.1 Les communications sans fils	31
II.3.5.2 La géolocalisation	32
II.3.5.3 Radar GPR	32
II.3.5.4 l’imagerie médicale	32
II.3.6 Caractéristiques de la technologie ULB	33
II.3.7 Avantages et inconvénients	33
a. Avantage.....	33
b. Inconvénients	33
II.4 Les filtre RF ULB	33
II.4.1 Fondement théorique	34
II.4.1.1 Paramètres S	34
II.4.1.2 Les pertes de retour	35
II.4.1.3 Les pertes d’insertion	35
II.4.2 Filtre passe bande ULB	35
II.4.3 Filtre coupe bande	36
II.4.4 Caractéristiques additionnelles	37
II.4.4.1 La fréquence centrale	37

II.4.4.2 La bande passante	37
II.4.4.3 Le facteur de qualité	37
II.4.5 Technologie des filtres passe bande ULB	37
II.4.6 Applications des filtres ULB.....	38
IV.5 Conclusion	38

Chapitre III : Conception et Simulation

III.1 Introduction	39
III.2 Présentation des logiciels et Méthodologies de conception	39
III.2.1 ANSOFT Designer.....	39
III.2.2 ANSOFT HFSS 13.0.....	41
III.2.3 Méthodologie de conception du FPB-ULB	42
III.3 Simulation	42
III.3.1 Conception de filtre de base sur ANSOFT Designer	42
III.3.2 Première améliorations de filtre	44
III.3.3 Amélioration du FPB-ULB.....	45
III.3.4 Etude paramétrique.....	46
III.3.5 La conception du filtre final.....	48
III.3.6 Conception du filtre sur ANSOFT HFSS.....	50
III.3.7 Discussion des résultats	52
III.3.8 Conception du filtre coupe bande sur ANSOFT Designer.....	52
III.3.9 Etude paramétrique du filtre coupe bande	54
III.3.10 Conception du filtre coupe bande sur HFSS.....	55
III.3.11 Discussion des résultats.....	57
III.4 conclusion.....	57
Conclusion générale.....	58

Bibliographie.....	VI
---------------------------	-----------

Résumé.

Introduction générale

Introduction générale

Au XIX siècle, James Clerc Maxwell (1831 – 1879) en unifiant les deux champs électrique et magnétique dans quatre équations (dites équations de Maxwell), prédit l'existence des ondes électromagnétiques. Vient après lui, Heinrich Hertz (1857 – 1894), en 1888 pour confirmer expérimentalement ces prédictions théoriques en réussissant à produire une onde électromagnétiques.

Les ondes électromagnétiques sont réparties en plusieurs catégories selon leurs fréquences. On y trouve par exemple la lumière visible avec les couleurs de l'arc en ciel correspondant à des longueurs d'onde allant de 480 nm à 780 nm. D'un côté il y a les ondes radio, les microondes, les infra rouges, de l'autre côté les ultras violets, les rayons X, et même les rayons γ dits les rayons cosmiques.

Chaque onde électromagnétique joue un rôle particulier dans la transmission de l'information.

Le spectre EM est divisé en bandes dont les noms sont internationalement normalisés, dans le passé, (durant la seconde guerre mondiale mais aussi la guerre froide) plusieurs bandes de fréquences ont été exploitées dans les méthodes d'espionnage, la radio identification de l'ennemi, radio navigation, la communication sous-marine, mais aussi des communications à travers plusieurs appareils multimédia terrestres ou spatiaux.

A la fin du XX siècle, la transmission des différentes informations (images, audio, données...) devient un vrai défi. La mise en œuvre de nouveaux appareils de communication devient nécessaire, ces derniers sont petits, performants (antennes, filtres, capteurs, amplificateurs ...) pour les différents systèmes de télécommunications (télévision, téléphonie mobile, Wifi ...).

Le filtrage est une opération nécessaire dans la transmission de l'information. Les filtres sont intégrés dans les dispositifs d'émission-réceptions. Ils permettent la sélection du spectre fréquentiel désiré.

Dans le domaine micro-onde, les filtres ont connu plusieurs technologies qui ont émergées progressivement. Chacune possède ses avantages et ses inconvénients.

Au cours des premières années, les filtres hyperfréquences volumiques étaient les plus répandus et les plus développées, ils possèdent d'excellentes performances électriques et ils sont plus adaptés aux structures à bandes étroites, leur inconvénient majeur demeure dans leurs tailles et leurs poids [1], cependant et pour des raisons de performance qui concerne la

largeur de la bande passante et la miniaturisation, les structures à guide d'onde cylindriques sont apparues, vient ensuite les technologies planaires micro-rubans qui sont à base de circuits imprimés constitués de couches en matériaux diélectriques sur lesquels sont positionnés des motifs métalliques [1].

La technologie des filtres planaires a fait ses preuves d'un point de vue de miniaturisation et d'utilisation des matériaux spécifiques mais aussi d'un point de vue de sélectivité [2] et améliorations des réponses de filtrage en termes de facteur de qualité et fréquence de travail. Elle répond à plusieurs critères économiques et pratiques tels qu'un coût réduit de production et une facilité de mise en œuvre.

L'objectif essentiel de cette étude est la conception deux filtres RF ultra-large bande en utilisant la technologie planaire. Le premier est un filtre passe-bande constitué de lignes micro-ruban ayant des longueurs $\lambda/2$ et $\lambda/4$ opérant dans la bande 3.1GHz-10.6GHz. Le second est un filtre coupe-bande à saut d'impédance fonctionnant dans la bande 3GHz-7.50GHz pour éliminer spécifiquement les deux sous bandes allouées au WiFi-5.

Toutes les simulations ont été faites avec ANSOFT designer et HFSS.13.0

Pour ce faire, le plan de travail sera axé autour de trois chapitres

- **Le premier chapitre :** *Les filtres hyperfréquences.* Celui-ci sera consacré à la définition des différentes technologies et topologies utilisées pour la conception des filtres hyperfréquences, allant de la technologie volumiques à la technologie planaires en abordant les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles.
- **Le second chapitre :** *Ultra-large bande.* Ce chapitre sera dédié à la définition de quelques applications télécoms qui va nous enrêner à la définition de la technologie UWB, pour son sigle anglais, en abordant un bref historique sur son émergence, le pourquoi du comment de sa normalisation en 2002 par le FCC, et le plus important : quand peut-on dire qu'un équipement représente un équipement UWB.
- **Le troisième est dernier chapitre :** *Conception et simulation.* Ce chapitre va présenter notre étude. D'abord on commence par la présentation des outils de simulation, on passera ensuite à la conception d'un filtre RF passe-bande fonctionnel

Introduction générale

dans la plage fréquentielle [3.1 GHz-10.6 GHz] suivie de la conception d'un coupe-bande qui sera attribué aux applications WiFi-5.

Le mémoire s'achève avec une conclusion générale et des références bibliographiques.

CHAPITRE I

Les filtres hyperfréquences

I.1.Introduction

En électronique, le filtrage représente l'action qui modifie les composantes spectrales d'un signal électrique, un filtre est généralement un quadripôle dont les paramètres d'entrée et de sortie sont des signaux.

On distingue un filtre par son type d'entrée, son gabarit ou son ordre qui définit sa sélectivité, on note, les filtres passe-bas, passe haut, passe bande et coupe bande.

Au cours des dernières années, les filtres hyperfréquences ont émergé progressivement. Basés sur la miniaturisation, ils permettent diverses conceptions destinés aux applications, télécommunications, instrumentations, radars.... Maints travaux scientifiques sont dédiés à l'étude des filtres hyperfréquences destinés à divers usages.

Ce chapitre est consacré aux généralités et caractéristiques des filtres micro-onde ainsi qu'aux différentes technologies utilisées pour leurs conceptions.

I.2 Technologies des filtres hyperfréquences

Les technologies adoptées pour la conception de ce type de filtre sont nombreuses. Elles divergent en fonction de leurs utilisations appropriées, chacune a ses avantages et ses inconvénients. Il est important de noter que les circuits imprimés ont révolutionné le domaine de l'électronique et celui des hyperfréquences, que ça soit dans les applications professionnelles à haute précision ou les applications à grands publique [3]. Le choix de chaque technologie, repose sur les performances électriques, le cout de fabrication et les exigences du système de télécommunications.

I.2.1 Technologie de filtres planaires

Caractérisée par la facilité de fabrication et la simplicité, les technologies planaires sont favorables pour le filtrage en haute fréquence. Leur intégration dans un circuit électronique s'est avérée très pratique, car il y a possibilité d'adjoindre sur leur surface des composants actifs ou passifs ce qui lui permet d'acquérir d'avantages fonctionnalités [3].

La technologie planaire est constituée d'un ou plusieurs substrats diélectriques, contenant des rubans et des plans de masse métallisés [4], elle possède néanmoins des interférences Air/diélectrique, ce qui permet à l'onde électromagnétique d'avoir plusieurs modes de propagation [3].

I.2.1.1 Technologie de filtres micro rubans

Cette technologie est la plus admise pour les applications en haute fréquence, essentiellement constituée d'un plan de masse conducteur situé sur une face d'un substrat diélectrique et d'une ligne micro-ruban conductrice placée sur l'autre face de ce dernier. L'onde EM se propage dans un milieu inhomogène dont le mode fondamental de propagation est un mode quasi-TEM [4].

La technologie micro-ruban ayant à son avantage une grande souplesse dans la fabrication, elle permet donc de concevoir une multitude de structures et de topologies différentes que ce soit pour les antennes ou les filtres, néanmoins elle représente des inconvénients majeurs lors de la réalisation des implantations parallèles compte tenu du plan de masse qui se trouve dans la face inférieure du substrat [5], les courts circuits par retour de masse sont conçus à l'aide de trous métallisés, ces derniers engendrent des effets parasites qui exercent une influence directe sur les performances électriques du circuit [5].

Il est nécessaire de noter que le choix du substrat (constante diélectrique), les dimensions des éléments ainsi que les impédances caractéristiques du circuit doivent être préalablement pris en considération en fonction de l'application, compte tenu du comportement dispersif de la ligne micro-ruban [5].

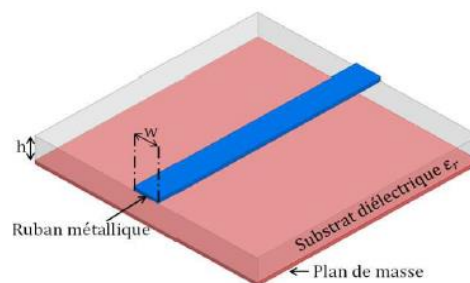


Figure I.1 : Vue en coupe d'une ligne micro-ruban [4].

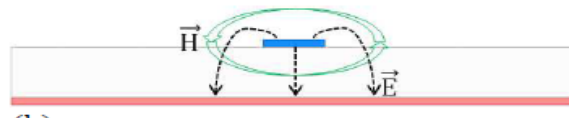


Figure I.2 : Distributions des champs E et H [4].

I.2.1.2 Technologie de filtres coplanaires

Comme on peut le voir sur les figures I.3 et I.4, cette technologie possède la caractéristique d'avoir un plan de masse conducteur et une ligne conductrice placés sur la même

face du substrat diélectrique. Contrairement à la technologie micro-ruban celle-ci offre une facilité de créer des courts circuits [4], mais d'un autre coté elle possède deux modes de propagation : un mode dispersif et symétrique, qui est le mode quasi TE et un autre mode peu dispersif asymétrique, le mode quasi TEM [5].

Son inconvénient majeur, c'est l'éventualité qu'un mode apparait à la place d'un autre, par conséquent, il est plus approprié de garder le mode le moins dispersif [5] en ajoutant des « wire boudings » reliant les deux masses pour ne garder que le mode de propagation TEM [4].

Si les tensions en un point sont de même polarité, elles engendrent un mode symétrique (quasi TE), dans le cas contraire, si elles sont de polarité opposée, c'est la propagation quasi TEM qui sera dominante le long de la transmission [5].

Le choix du substrat diélectrique et les impédances caractéristiques, s'avère encore une fois conséquent, puisque ce dernier exerce une influence directe sur la propagation de l'onde EM à l'intérieur du circuit planaire.

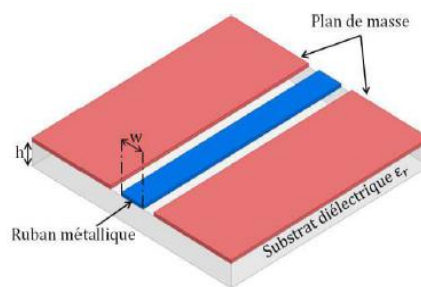


Figure I.3 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire [4].

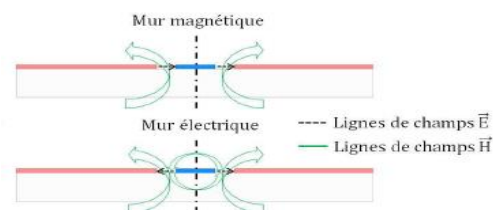


Figure I.4 : Distributions des champs E et H [4].

I.2.1.3 Technologie des filtres triplaques

Cette technologie est constituée de deux substrats superposés entre lesquels est positionnée une ligne conductrice. Les plans de masses métalliques se situent chacun sur la face

inférieure et supérieure de chaque substrat, l'onde EM se propage dans un milieu dont le mode fondamental de propagation est très proche du mode quasi TEM, comme on peut le distinguer dans les deux figures I.5 et I.6 ci-dessous [4].

Favorisée dans le secteur industriel, cette technique de fabrication permet d'avoir un blindage naturel pour chaque élément conçu.

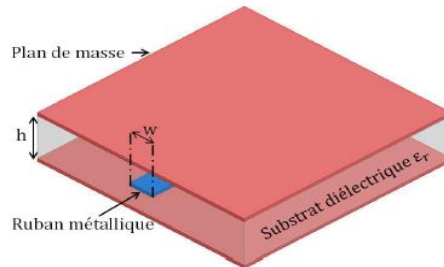


Figure I.5 : Vue en coupe d'une ligne tri-plaque [4].

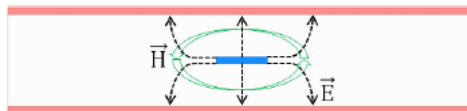


Figure I.6 : Distributions des champs E et H [4].

I.2.1.4 Technologie de filtres FSS

Les filtres à surface sélective en fréquence sont des filtres planaires à structures périodiques constitués principalement d'une surface répétitive mince conçue pour réfléchir, transmettre ou absorber des champs EM en fonction de la fréquence du champ, le filtrage est réalisé soit avec un plan métallique perforé périodiquement avec des grilles métalliques ou à l'aide d'un réseau de motifs métalliques imprimés sur un substrat diélectrique [6].

Les FSSs sont classés en deux groupe, les FSSs à motifs gravés et ceux à grilles, ils peuvent être utilisés pour la conception des quatre réponses spectrales, passe-bande, coupe bande, passe-haut et passe bas comme le montre la figure ci-dessous [6]

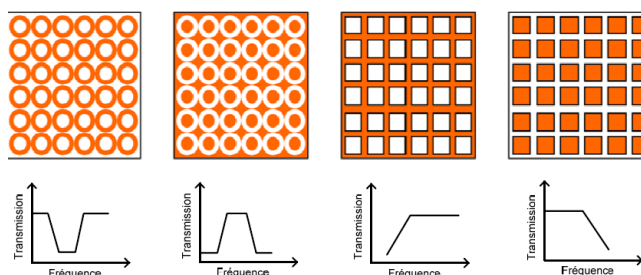


Figure I.7 : Classification des FSSs en fonction de leurs réponses spectrales [1]

I.2.1.5 Technologie de filtres à bandes interdites électromagnétiques

Les structures BIE sont des lignes de transmissions périodiquement chargées par un élément réactif, elles ont été introduites dans le domaine des radiofréquences compte tenu de la succession des bandes fréquentielles permises et interdites ce qui représente une caractéristique importante dans l'opération du filtrage. Ce type de structure possède la propriété de propagation des ondes lentes qui assure une meilleure compacité [2].

Les lignes de propagation non périodiques, sont utilisées comme dispositifs qui accompagnent les lignes à saut d'impédance, les résonateurs et les coupleurs.

Dans le domaine du filtrage, ces structures ont été appliquées à des filtres passe bas à saut d'impédances, à des filtres passe bande à stubs, et à des résonateurs couplés, la présence des bandes interdites dans la réponse spectrales de ces structures, permet d'obtenir une large bande de réjection jusqu'à dix fois la fréquence de travail et le phénomène de l'onde lente lui permet de réduire l'encombrement du filtre à concevoir[2], il devient ainsi plus adapté aux circuits imprimés.

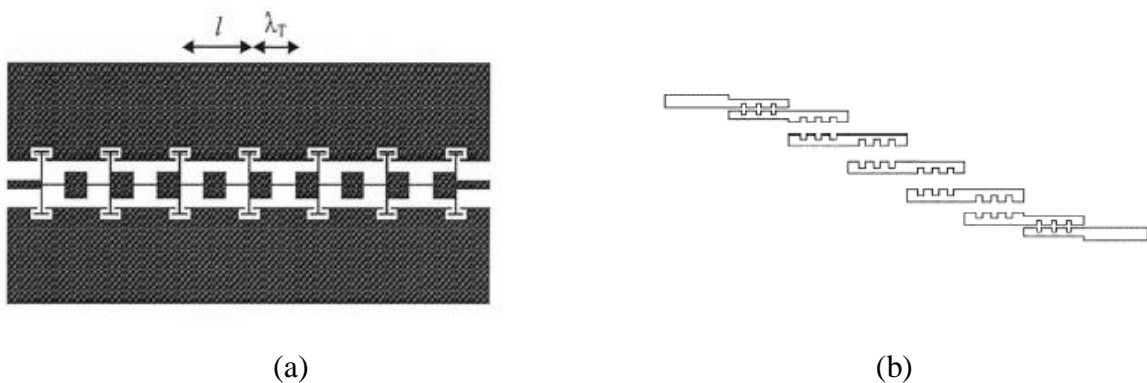


Figure I.8 : Filtrage BIE (a) passe-bas à saut d'impédance

(b) basse bande à résonateurs couplés [2].

I.2.2 Technologie volumique

Dite technologie de cavité électromagnétique, elle est très courante dans le filtrage, ordinairement nommée technologie à résonateurs micro-ondes.

Elle est définie comme un volume vide ou rempli d'un diélectrique, limité par des parois électriques (interface avec un conducteur) ou des parois magnétiques interface avec un diélectrique à haute permittivité). Dans le premier cas, ces cavités sont plus communément

appelées cavités métalliques et dans le second cas on les connaît sous le nom de résonateurs diélectriques [7].

En pratique, les cavités électromagnétiques sont sous formes cylindriques ou parallélépipédiques, généralement obtenues en fermant les guides d'ondes rectangulaires ou circulaires par des plaques métalliques perpendiculaires à l'axe longitudinal du guide [7].

I.2.2.1 filtre à guide d'onde

Un guide d'onde est défini comme étant une structure qui permet le guidage de l'onde EM dans une direction bien déterminée à divers modes de propagations soumis aux équations de Maxwell. Selon le type de matériau utilisé, on les distingue sous deux grandes catégories.

Les guides d'ondes métalliques, ils sont constitués d'un métal mais aussi d'un diélectrique, ces derniers représentent maints avantages comparés aux guides d'onde diélectriques, qui comme leur nom l'indique, ils sont conçus à l'aide de matériaux diélectriques uniquement, ils représentent des avantages majeurs comme leurs indices de réfraction élevés et leurs propriétés de transparence pour les longueurs d'onde radios [8].

Les guides d'onde évanescents ces derniers profitent des modes de propagations non durables présents dans le guide issus quand les portions du guide passantes à la fréquence considérée, sont couplées entre elles par des portions de guide sous coupure, là où l'onde EM ne se propage pas.

Il existe un modèle de filtre favorisé par sa taille réduite comparée aux autres, ce sont les filtres à iris inductives, puisque la taille de chaque élément est juste égale à l'épaisseur de l'iris, ses performances sont encore plus améliorées quand on utilise des iris résonantes couplées [7].

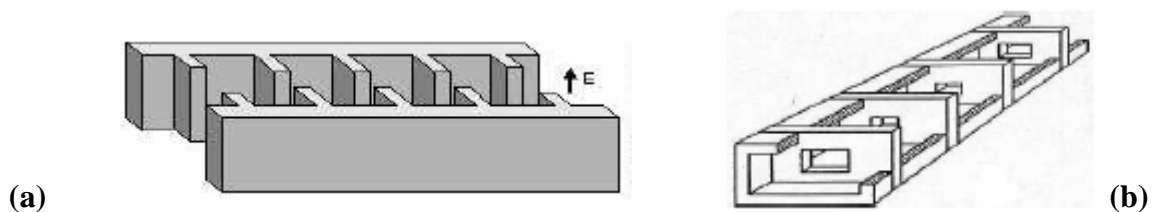


Figure I.9 : a. filtre à iris inductives **b.** filtre à iris résonantes [7].

I.2.2.2 Filtre à cavités couplés [8]

Ce type de filtre est caractérisé par la propagation de plusieurs modes dégénérés à l'intérieur d'une même cavité, connu notamment sous le nom de cavités multimodes et mis en pratique vers les années soixante.

Les premières conceptions de ce type de filtres se sont basées sur des cavités circulaires bimodales en utilisant des vis à réglages pour l'affinité des coefficients de couplages.

Ces dernières ont été par la suite remplacées par des obstacles circulaires ou rectangulaires. Ces filtres sont utilisés pour des applications à bandes de fréquence étroites. Ils offrent des facteurs de qualité Q très élevés. Les plages de réglages sont grandes et la plus part du temps, elles sont indépendantes.

Il est nécessaire de noter que les cavités de précision représentent une facilité de fabrication [9].

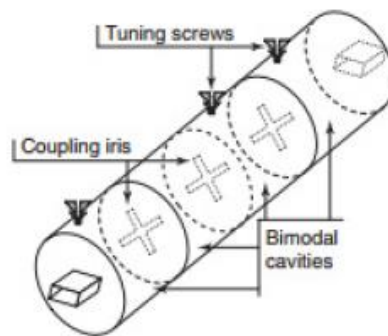


Figure I.10 : Schématisation d'un filtre à cavités circulaires bimodales [9].



Figure I.11 : Photographie d'un filtre d'ordre six à cavité circulaire [10].

Les secondes mises en œuvre de ces filtres sont réalisées grâce à l'usage des cavités rectangulaires bimodales, les couplages sont conçus à l'aide de guides d'ondes, cette technique permet d'offrir une grande gamme de facteur de couplage en variant uniquement les dimensions des guides d'ondes, de plus pour une haute adaptation les vis d'accord de couplage sont remplacées par des infimes coupures au niveau des guides d'ondes utilisés, [9] comme c'est illustré dans la figure I.11.

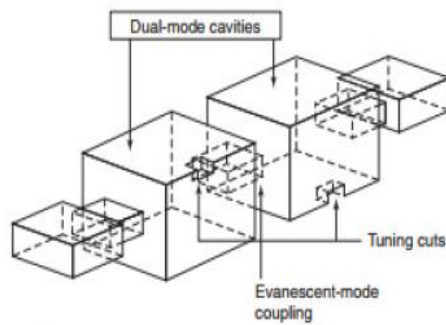


Figure I.12 : schématisation d'un filtre à cavités rectangulaires bimodales [9].

Dans cette catégorie de filtre, il est possible de concevoir des filtres qui ne dépendent pas de plusieurs modes dégénérés, dans le sens où si on augmente les dimensions des cavités rectangulaires on obtient un seul mode fondamental.

Les travaux scientifiques ne se sont pas arrêtés à l'usage des cavités bimodales. En effet pour des raisons pratiques on trouve des filtres monomodaux, multimodaux ou encore trimodaux. Ces derniers varient en fonction des applications et la facilité de fabrications. Il est tout de même important de noter qu'il existe des filtres à plusieurs modes de propagations (TE_{10} , TM_{11} et TE_{01}). Le couplage entre les cavités est obtenu à l'aide de deux bandes métalliques rectangulaires placées le long des bords de la cavité [9].

I.2.2.3 Filtre à résonateurs diélectriques

Le terme résonateur diélectrique est apparu en 1939, lorsque Richtmyer a montré que des objets diélectriques non métallisés pouvaient fonctionner en tant qu'éléments résonants aux hyperfréquences. Plus tard des matériaux à permittivité diélectriques supérieure à 1000 furent découverts [11] et les études dans cette technologie n'ont cessé de croître.

Les premières configurations des diélectriques ont été conçues avec des formes assez volumineuses, ces dernières ont reçu un grand développement au cours des dernières années avec la miniaturisation incontournable des éléments intégrés dans les divers systèmes des télécommunications.

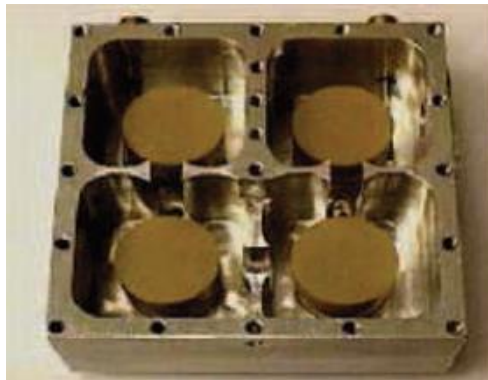


Figure I.13 : Photographie d'un filtre à résonateurs diélectriques [10].

Les filtres à résonateurs diélectriques (figure **I.12**) sont sous formes cylindriques ou rectangulaires ayant une permittivité diélectrique assez élevée. Ils se rapprochent dans le principe de fonctionnement des filtres à cavités métalliques qu'on a vues précédemment. Les frontières qui limitent les cavités et confinent les champs sont de nature magnétique, autant dire que l'excitation peut se faire avec plusieurs mode : le champ transversal électrique TE_{0n} et magnétique TM_{0m} ou le mode de propagation dit hybride TEM_{nm} . [9].

Le résonateur diélectrique représente une céramique qui résonne à la fréquence du signal porteur lui permettant d'être efficacement séparé des autres signaux qui se propagent aux autres fréquences avoisinantes dites fréquences de résonances (f_0). Ces dernières, tout comme le mode fondamental de propagation va dépendre du matériau diélectrique et des dimensions des résonateurs [11].

I.2.3 Technologie à éléments localisés

La technique d'éléments localisés est basée principalement sur l'utilisation des composants passifs comme les capacités et les inductances. Les filtres conçus par cette technologie correspondent, d'une certaine manière, à la transcription directe d'un modèle équivalent basse fréquence micro-onde [12]. On trouve notamment les CMS, MMIC et MEMS.

Les éléments localisés permettent à cette technologie d'être très compacts en raison de leurs faibles poids et leurs tailles minimales mais aussi elle permet un coût et une facilité de fabrication. Néanmoins on leur connaît des inconvénients comme leur bande passante limitée due aux pertes d'insertions considérables qui se traduit à partir des lobes secondaires présents

autour de la fréquence de résonance [12]. Les parasites deviennent ainsi importants aux hautes fréquences, ce qui rend cette technologie plus performante en basse fréquence, d'où l'apparition des technologies hybrides toutefois définie comme étant une combinaison des technologies planaires avec les technologies à éléments localisés afin d'améliorer le filtrage aux basses fréquences [4].

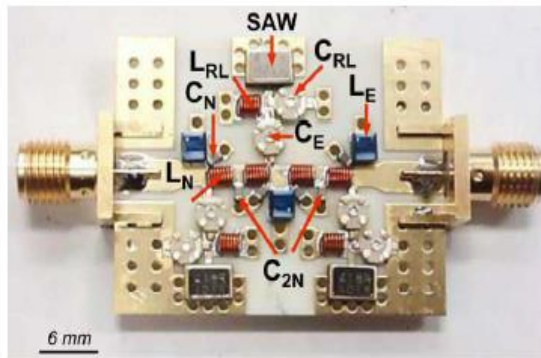


Figure I.14 : Photographie d'un filtre à éléments localisés [4]

I.2.4 Technologie de filtres Piézoélectriques [7]

Les filtres piézoélectriques (filtres à ondes acoustiques) sont des systèmes électromécaniques qui utilisent le principe de la piézoélectricité [7]. Parmi les matériaux qui utilisent ce principe, on cite le Niobate de Lithium (LiNbO_3) qui permet de convertir une oscillation électrique en une oscillation mécanique. La transduction inverse permet de récupérer le signal électrique [2]. Cette technologie se divise en deux grandes catégories :

➤ La technologie BAW (Bulk Acoustic Wave) [4]

Dans les filtres BAW, les ondes électriques sont converties en ondes acoustiques de volume à l'entrée du dispositif qui se propagent selon l'épaisseur de leur structure. L'élément de base de la structure BAW est la couche mince piézoélectrique dans laquelle est confinée l'onde acoustique de volume [7].

En utilisant cette technique, on peut concevoir des filtres à faibles pertes dans une large gamme de fréquences (500 MHz à 20 GHz). Ceux-ci présentent un faible encombrement et sont capables d'être fabriqués au-dessus d'un substrat de silicium.

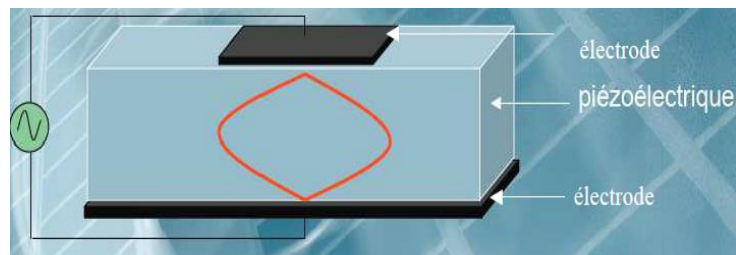


Figure I.15 : Structure BAW [7].

➤ **Les technologies SAW (Surface Acoustic Wave) [4]**

Dans les filtres SAW, les ondes électriques sont converties en ondes acoustiques de surface à l'entrée du dispositif par un transducteur interdigité (TID) dit couple d'électrodes. Ces ondes acoustiques excitent une cavité acoustique demi-onde formée entre le transducteur et un résonateur ou dans le transducteur lui-même.

L'énergie est alors couplée à une autre cavité acoustique demi-onde et convertie en onde électrique via un autre couple d'électrode [2].

Les filtres SAW dominent le marché des filtres RF grâce à leur fabrication aisée mais ils sont limités à 3 GHz en fréquence et à 1W en puissance [7].

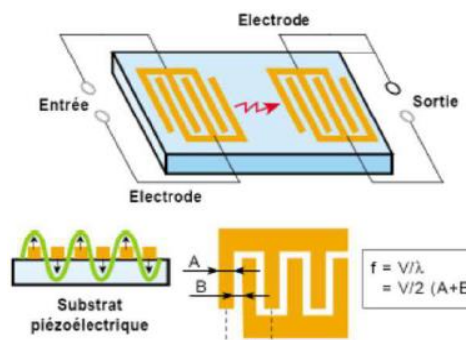


Figure I.16 : Schématisation d'un filtre SAW [4].

Cette catégorie de filtres est très utilisée dans les applications grand public comme les réseaux WIMAX ou les systèmes GPS pour leurs faibles dimensions [4].

I.3 Améliorations technologiques

Dans cette partie nous allons présenter quelques issues et aboutissement technologiques, adoptés pour améliorer les concepts et les fonctionnements des multiples technologies vues précédemment.

I.3.1 Technologie planaire multicouche [13]

Pour satisfaire les nombreux critères qui ne cessent de croître, relatifs au faible coût, à la miniaturisation des composants intégrés dans différents systèmes d'interconnexions et aux pertes des signaux liées à la montée en fréquence, la filière de conception d'éléments à multiniveaux a été élaborer.

La méthode planaire multicouche permet l'association de fonctions sur une surface planaire, faite à partir de plusieurs couches diélectriques, sur lesquelles sont déposées les plaques conductrices et les éléments passifs. Il existe divers procédés qui ramène à cette technologie. On peut citer deux d'entre eux :

➤ **Premièrement il y a la méthode PCB**

Connue communément dans le marcher sous la nomination de carte électronique, elle consiste à déposer des éléments électriquement reliés sur une même plaque conductrice ce qu'on peut appeler un circuit imprimé, dans le but de créer un circuit électronique complexe. La figure I.14 montre la schématisation PCB d'un filtre d'ordre trois [4].

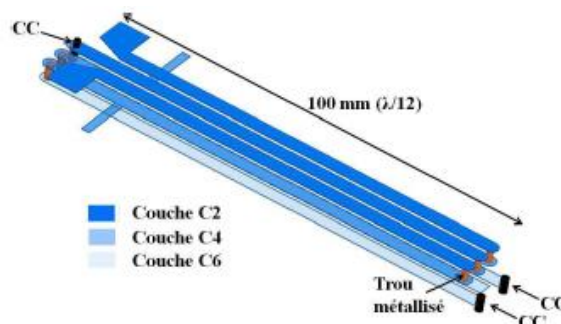


Figure I.17 : Filtre d'ordre 3 en technologie PCB [4].

Les circuits PCB opèrent généralement à des fréquences supérieures aux 100MHz, ils sont considérés dans l'industrie électronique comme des circuits RF, par exemple les PCB micro-ondes sont fonctionnels à des fréquences dépassant les 2GHz, ils peuvent être intégrés dans n'importe quel système de transmission radiofréquence, notamment dans les communications sans fils, les systèmes d'identification sécuritaires ou encore dans les capteurs robotiques [14].

Les PCB RF micro-onde atteignent désormais de grandes performances [14].



Figure I.18 : PCB microwave [15].

➤ En deuxième position on a la filière multicouche LTCC.

Celle-ci repose sur la cuisson des couches de céramiques (substrats) à des degrés atteignant la 900°C. Tout d’abord, le matériau du substrat (céramique) se présente sous la forme d’un rouleau dans lequel sont découpées des feuilles de pâte crue. Ces feuilles souples de céramique sont ensuite préparées de façon mécanique, sérigraphiées suivant un procédé couches épaisses, puis laminées ensemble, et enfin cuites afin de former une structure compacte et homogène [13].

Cette technologie est considérée comme une évolution de la technologie de HTCC qui implique impérativement l’usage des conducteurs ultras résistants aux 1600°C avec une faible conductivité [13].

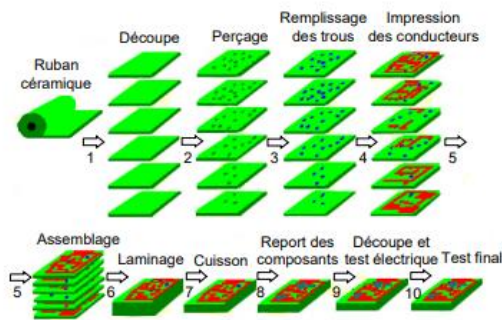


Figure I.19: Procédé explicatif de la fabrication LTCC [13].

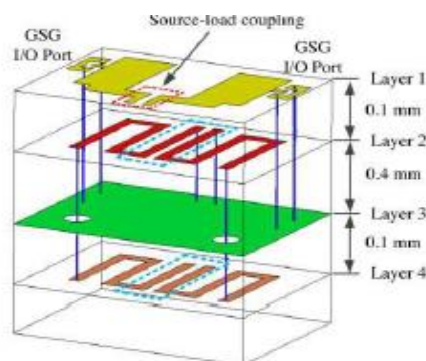


Figure I.20 : Filtre d’ordre 3 avec la technologie LTCC [4].

La conception des filtres à travers cette technologie peut paraître très avantageuse en termes de reproductivité, considéré comme une évolution impérative de la technologie planaire. Elle permet la conception de boîtier RF et de circuits hyperfréquences opérant à des spectres fréquentiels de l'ordre MHz jusqu'à des dizaines de GHz.

Grâce à cette technologie, des travaux s'orientent vers l'utilisation des matériaux à grande conductivité comme l'argent pour la mise en œuvre de boîtier RF à grand usage atteignant une fréquence de 40 GHz [15].



Figure I.21 : Filtre passe bande conçu avec la technologie LTCC [16]

I.3.2 Substrat à forte permittivité électrique [3]

Les substrats diélectriques sont devenus indispensables dans les circuits hyperfréquences, le choix d'un substrat peut reposer sur divers critères essentiellement important lors de la conception d'une antenne, un filtre ou autre.

Les principales caractéristiques d'un substrat en électronique sont, sa permittivité diélectrique, son facteur de dissipation connu pratiquement comme sa tangente delta, le coefficient de dilatation thermique et sa conductivité thermique. Choisir le substrat à utiliser dans une technologie spécifique dépend impérativement de bien étudier ses contraintes électriques liées à l'application ainsi que ses contraintes thermiques liées à l'environnement [17].

L'usage d'un substrat ayant une permittivité diélectrique élevé permet d'obtenir un bon confinement des ondes EM et une réduction de pertes par rayonnement. Les longueurs d'onde sont d'ordre millimétrique d'où la diminution de la taille du circuit et l'augmentation en fréquence.

L'épaisseur d'un substrat représente aussi une caractéristique essentielle, plus est infime plus les modes d'ordre supérieure sont réduits. Les substrats les plus usagés dans les fabrications

hyperfréquences sont ceux conçus avec de la céramique, un matériau inorganique poly-cristallin [17]. Dans le filtrage, il existe des avantages majeurs à considérer lors de l'usage d'un substrat à forte permittivité ($\epsilon_r \geq 20$).

Plusieurs études ont été faites autour de la modélisation des filtres ULB dans la bande de fréquence 3.1 GHz à 10.6 GHz, ayant comme principe d'atteindre la bande passante la plus large possible dans un encombrement restreint.

Une des contraintes pratiques liée à ces études est la spécificité des matériaux à forte permittivité d'offrir des niveaux d'impédance caractéristique faibles. Afin que les largeurs de ligne micro-ruban soient réalisables technologiquement et reproductibles aisément. L'intégration de ces matériaux exige un soin méticuleux dans les interconnexions des autres composants du circuit dans son intégralité [18].

En 2011 une étude a été menée pour concevoir un filtre ULB à stubs en court-circuit d'ordre n , en utilisant un substrat de consistance diélectrique $\epsilon_r=90$ fourni par l'industrie de la céramique telle que Trans-Tech et NTK [18].

Les résultats obtenus sont interprétés dans la figure I.22, (a) la réponse du filtre S_{21} et S_{11} en fonction de la fréquence en GHz, (b) la photographie du filtre.

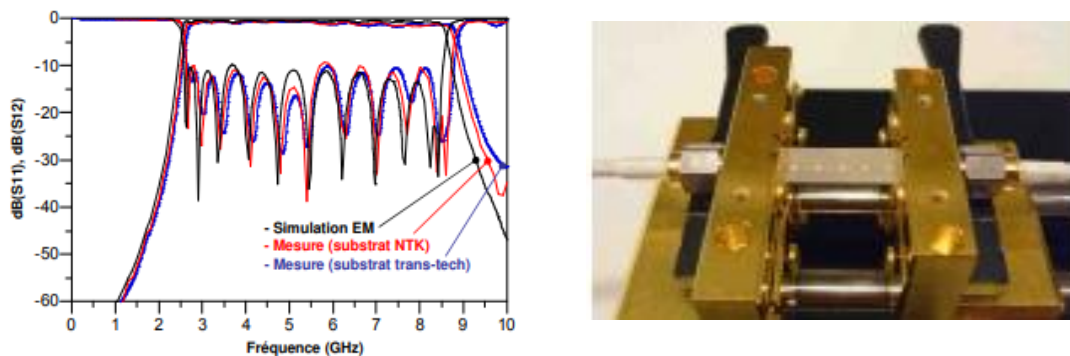


Figure I.22 : (a) réponse du filtre (b) photographie du filtre [19].

I.4 Améliorations topologiques

I.4.1 filtre à résonateurs couplés [19]

Cette technologie fait partie des améliorations élaborée pour l'usage sans grandes contraintes des lignes micro-ruban ou coplanaire. Comme son nom l'indique elle consiste à l'usage de deux lignes conductrices couplées.

Les longueurs de ces lignes prennent des valeurs normalisées ayant une proportion par rapport à la fréquence de résonance, autant dire la longueur d'onde λ , les plus connues sont les lignes demi-onde $\lambda/2$ et les lignes quart d'onde $\lambda/4$.

Plusieurs topologies de filtres ont été d'une grande réussite grâce à cette technique d'utilisations des lignes micro-rubans, leurs application est nettement intéressante dans le spectre fréquentiel UHF ou SHF.

Les filtres à lignes couplées se basent sur des résonateurs connus sous le nom de technique MMR. L'ordre du filtre et sa réponse en fréquence (son gabarit) sont déterminés par le nombre de résonateurs utilisé. Les largeurs des lignes couplées ainsi que les propriétés du substrat déterminent les impédances caractéristiques appropriées au circuit. La figure I.23 illustre un exemple d'une structure de filtre passe bande ULB implémenté avec une ligne hybride (coplanaire-micro-onde) à résonateurs multiple [20].

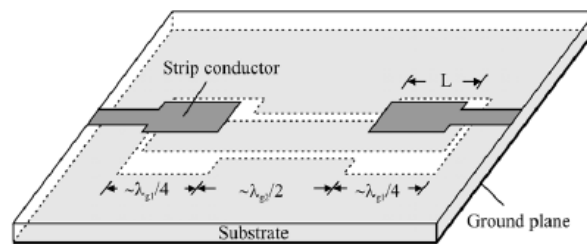


Figure I.23 : filtre passe bande à lignes couplées [20].

On trouve généralement les couplages parallèles et les couplages en série, à des résonateurs demi onde ou quart d'onde. Comme c'est illustré dans la figure I.24.

La disposition des résonateurs en parallèle, permet de concevoir des filtres à largeurs de bande plus considérables que quand les résonateurs sont disposés en série, dans la topologie à demi onde les couplages entre les résonateurs se fait aux niveaux des gaps. Ils sont de nature capacitive [21]. Cette technique est plus adaptée pour les filtre à passe bande étroite [22].

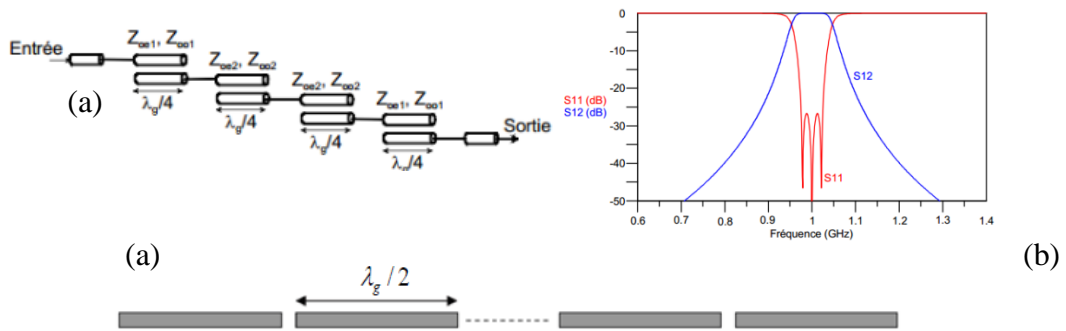


Figure I.24 : (a) filtre à résonateurs quart d’onde couplés en parallèle (b) sa réponse en fonction de la fréquence (c) filtre à résonateurs demi onde couplés en série [22].

I.4.2 Filtre Hairpin [23]

Dans le but de diminuer l’encombrement du filtre lorsque son ordre augmente, la technique de repliement des résonateurs a été inventée. Elle permet conceptuellement des topologies plus compactes.

Cette technique nécessite de replier des résonateurs couplés en série ou en parallèle sous une forme « U » qui sont éventuellement appelés les résonateurs Hairpin.

Toutefois, il est important de tenir compte de la réduction des longueurs des lignes quand ça vient à plier les résonateurs [23]. Plusieurs modèles peuvent être conçus avec cette topologie pour une meilleure miniaturisation.

La figure I.25 illustre un filtre Hairpin (résonateurs pliés).

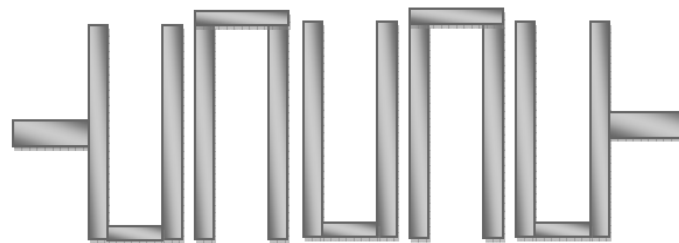


Figure I.25: filtre à résonateurs Hairpin

I.4.3 Filtre à résonateurs en boucle ouverte [2]

Connus sous le nom « filtres open Loop », ils ont été synthétisés dans plusieurs études dédiés aux filtres planaires [2]. Le résonateur peut être plié en une boucle ouverte de forme spirale, carré ou rectangulaire.

La figure I.26 illustre maints résonateurs en boucle ouverte.

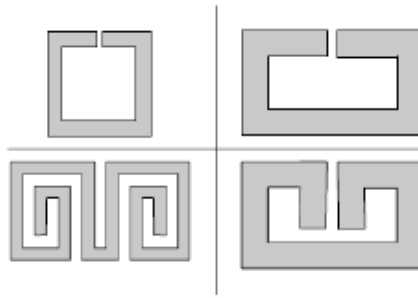


Figure I.26: Résonateurs en boucle ouverte [2].

La synthèse de filtres basés sur des résonateurs en boucles ouvertes se fait en deux étapes, d'abord la recherche théorique de la matrice des coefficients de couplage à partir d'un prototype d'un filtre passe-bas, puis la recherche expérimentale par simulations électromagnétiques des couplages entre deux résonateurs en fonction de la distance qui les sépare. Enfin, la structure finale sera obtenue par identification de ces résultats [2].

A titre d'exemple, La figure II.27 illustre le couplage croisé entre résonateurs à boucles ouvertes.

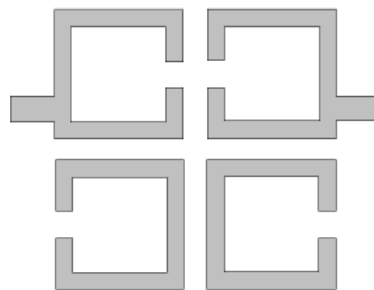


Figure I.27: Filtre à couplage croisé entre résonateurs.

I.4.4 Filtre interdigités et pseudo-interdigités

Le principe du filtre interdigité a vu le jour en 1965 par R.J.Wenzel [2]. Il est constitué de conducteurs parallèles déposés transversalement entre deux plans de masse.

Chacun des conducteurs possède une extrémité reliée à un plan et l'autre extrémité n'est pas connectée [24].

Les résonateurs qui constituent ce filtre sont généralement de longueurs $\lambda/4$ avec deux configurations d'accès :

- En circuit-ouvert dont il faut tenir compte du nombre de résonateurs.
- En court-circuit qui est plus adaptée dans le cas des filtres avec un rapport de bande passante supérieur à 30% [24].

Parmi leurs avantages :

- Une grande facilité de fabrication,
- Ils sont compacts ce qui les rend très adéquats aux circuits imprimés.
- Robuste aux tolérances de fabrication (gaps existant entre les résonateurs)

Malheureusement, ces filtres représentent des pertes d'insertions importantes dans le cas des applications à bande étroites [24].

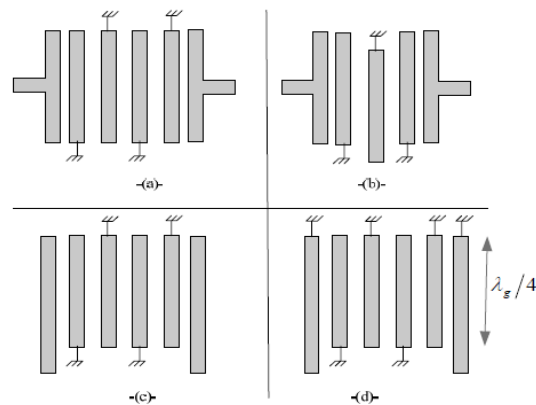


Figure I.28: Structures inter-digitées (a) Filtre interdigité (b) Filtre pseudo-interdigité

(c) Accès en circuit ouvert (d) Accès en court-circuit.

I.4.4 Filtres à stub

Un stub est un tronçon d'une ligne de transmission de longueur L et d'une impédance (admittance) bien déterminé connecté à l'une de ses extrémités. L'extrémité non reliée est laissée soit ouverte (stub circuit ouvert) ou mise à la masse (stub court-circuit). Ils sont utilisés, dans la majorité des cas, pour l'adaptation.

Les filtres à stubs sont généralement reliés à des lignes de longueurs $\lambda/2$ et $\lambda/4$. Un seul filtre peut contenir un ou plusieurs stubs selon sa structure. Ils peuvent être utilisés pour concevoir tout type de filtre micro-onde (passe-bas, passe bandes...) [12].

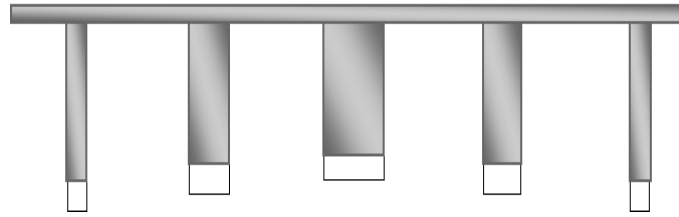


Figure I.29 : Filtre à stubs $\lambda/4$ en court-circuit [23].

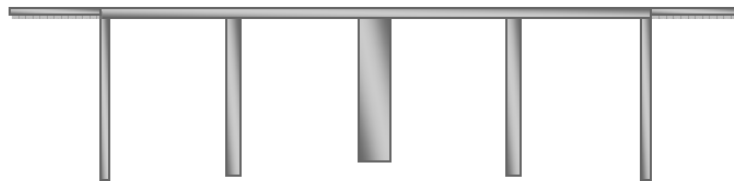


Figure I.30 : Filtre à stubs $\lambda/2$ en circuit ouvert [23]

Pour concevoir des filtres à bande passante moyenne ou à large bande passante (20 à 80%), les topologies à stubs sont les plus utilisées.

La figure I.31, montre la topologie d'un filtre passe bande centré à la fréquence 1GHz ayant une bande passante moyenne de 50% [22].

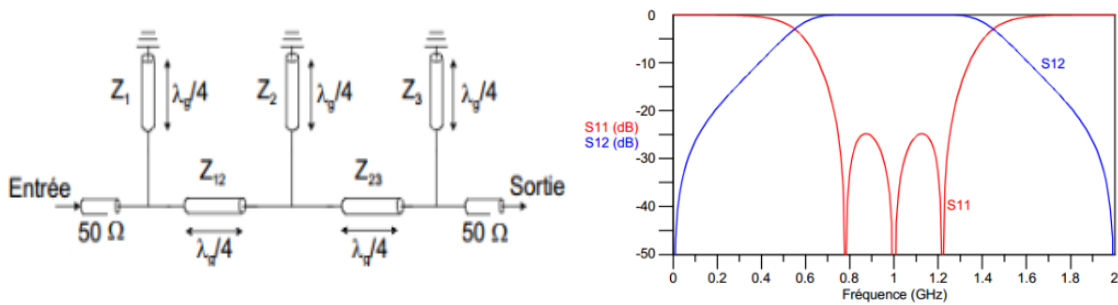


Figure I.31 : Filtre passe bande à stubs quart d'onde [22].

I.4.5 Filtre à saut d'impédance [12]

Comme c'est mentionné précédemment, cette technique est reliée à celles préalablement définies, la plus part du temps elles se trouvent combinées dans une même étude.

Un filtre à saut d'impédance est constitué d'une cascade d'impédance en alternance entre de fortes et de faibles impédances caractéristiques positionnées à des longueurs demi onde ou quart d'onde.

Une forte impédance est équivalente à une inductance en série dans un circuit tandis qu'une impédance faible joue le rôle d'une capacité en parallèle.

La figure I.32 montre une structure d'un filtre micro-ruban passe-bas. Le choix des largeurs des lignes va dépendre des valeurs des impédances caractéristiques.

De façon similaire Z_L va se comporter comme une inductance en série si sa valeur est très haute augmentant ainsi les pertes d'insertions dont la contrainte est toutefois considérable.

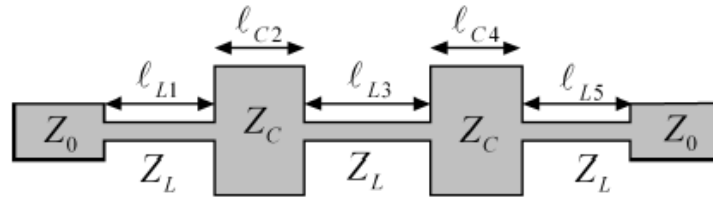


Figure I.32: filtre passe-bas micro-ruban à saut d'impédance.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a défini les diverses technologies des filtres micro-onde, utilisées aujourd'hui pour des conceptions à haute fréquence. On a abordé les différents matériaux utilisés dans chacune ainsi que leurs propriétés en termes d'avantages et d'inconvénients. On a confirmé que le choix d'une technologie dépend de plusieurs facteurs qui devraient être préalablement pris en considération, dont le coût, la fabrication et la taille du composant hyperfréquence.

Les pertes d'insertion et le traitement d'alimentation, représentent néanmoins des facteurs primordiaux lors de la miniaturisation dans les structures planaires.

Les avantages dont on peut bénéficier ou les inconvénients qu'il va falloir améliorer dépendent de la technologie utilisée lors de son étude. On a compris cependant qu'une combinaison entre divers technologies peut aboutir à des conceptions très optimisées en termes de bande passante et de facteur qualité.

CHAPITRE II

L'Ultra-Large Bande

II.1.Introduction

Depuis la dernière décennie, les outils de communications sans fils n'ont cessé de croître, le spectre radiofréquence devient de plus en plus encombré à partir de 300 MHz jusqu'à quelques dizaines de GHz.

Plusieurs technologies de conception et de fabrication ont émergées depuis, afin de permettre la coexistence de diverses applications dans ce même spectre fréquentiel (RFID, Wi-Fi, WIMAX, communication satellite...)

Plusieurs points primordiaux sont énoncés dans ce chapitre. Tout au début, il est essentiel d'aborder la répartition fréquentielle des micro-ondes. Ensuite, il faut définir la technologie Ultra Large Bande (ULB), sa normalisation, ses applications pour pouvoir introduire la notion de filtrage dans ce contexte et clôturer le tout avec une conclusion.

II.2 La répartition fréquentielle UHF et SHF

Ce domaine fréquentiel fait partie du large spectre radiofréquence qui s'étend de 3 Hz jusqu'à quelques Téra hertz, il est reparti en plusieurs bandes dont chacune son utilité.

De manière générale, la partie du spectre consacrée aux communications sans fils est la bande qui s'étend de 300 MHz jusqu'à 30 GHz (la communication satellitaire, les réseaux Wi-Fi, la radiodiffusion...).

Les ondes EM qui se propagent à ce niveau sont des ondes centimétriques ou millimétriques. La relation reliant la longueur d'onde λ et la fréquence f est résumée par cette équation.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{II.1})$$



Figure II.1 : Illustration de l'occupation spectrale en fonction de la fréquence.

II.2.1 La communication satellitaire

Cette technologie est répandue internationalement, elle permet aux utilisateurs de rester connectés partout dans le monde.

Plusieurs réseaux de communication sont élaborés à l'aide de cette technique qui est basée sur la propagation des faisceaux micro-ondes modulés vers un satellite artificiel (géostationnaire). Le signal est ensuite renvoyé après son amplification, vers un récepteur antenne situé à la surface terre [25].

Le réseau VSAT est le plus répandue dans ce type de communication est, il est utilisé dans plusieurs applications télécom [26].

Le tableau ci-dessous illustre la répartition fréquentielle utilisée dans les communications satellitaires l'Europe, l'Afrique et l'Asie du Nord.

Nomination	Répartition GHz	Largeur de bande
La bande L, service mobile par satellite	1.6 /1.5 GHz	29 MHz
La bande C, service fixe par satellite	6/4 GHz	1100 MHz
La bande X service fixe par satellite	8/7 GHz	500 MHz
La bande Ku service fixe par satellite	14/11 GHz	250 MHz
La bande Ka service fixe par satellite	30/ 20 GHz	2500 MHz
La bande K service de radiodiffusion par satellite	17/ 12 GHz	800 MHz

Tableau II.1 : répartition fréquentielle des applications via satellites [26].

II.2.2 Le Wi-Fi

Le WIFI est un ensemble de protocoles de communication sans fil établis par le groupe IEEE.802.11. Un réseau Wi-Fi permet l'interconnexion de plusieurs appareils de faible puissance.

Il existe deux gammes fréquentielles principales attribuées aux communications Wi-Fi :

- La gamme 2.4 GHz qui contient 11 canaux dont chacun une largeur de 20 MHz [27], elle s'étend globalement de 2.4 GHz jusqu'à 2.5 GHz. Elle est connue sous maintes normes telles que 802.11b et 802.11g.
- La deuxième gamme se présente autour des 5 GHz connue sous le nom du WiFi-5 contenant 8 canaux, cette dernière est divisée en deux sous bande 5.15 GHz à 5.35

GHz et 5.47 GHz à 5.72 GHz, connue principalement sous l'identifiant 802.11a et 802.11n [28]. elles se distinguent l'une de l'autre par le débit attribué, la portée du signal et la technique de codage utilisée.

II.2.3 Les communications mobiles

De nos jours, les communications mobiles sont devenues indispensables pour le quotidien. Un énorme développement se présente à travers cette technologie depuis l'apparition de la première génération, les réseaux NMT au début des années 80 basée sur la téléphonie mobile analogique jusqu'à aujourd'hui avec la 4G et l'émergence de la 5G passant par les réseaux GSM, GRPS et UMTS.

Chaque génération implique un ajout de service, une fluidité de transmission, des débits internet importants et bien évidemment de nouveaux équipements de connexions.

La téléphonie mobile se base sur le concept cellulaire, géométriquement parlant, qui permet le déplacement de l'utilisateur. Une communication peut commencer dans une cellule et s'achever dans une autre. La bande fréquentielle dédiée à la téléphonie mobile est autour 500MHz jusqu'à 2.5GHz.

II.2.4 le Zigbee

C'est un protocole permettant l'interconnexion des équipements personnels et domestiques, connu sous la norme IEEE802.15.4. Son plus grand avantage est la faible consommation énergétique.

Ce protocole est utilisé par les applications à grand public telle que celles liées à la domotique que par les communications sans fils liées aux domaines industriels [29].

Les applications Zigbee opèrent en Europe à 868 MHz et à 2.4 GHz dans le reste du monde [30].

II.2.5 Le Bluetooth

C'est une communication qui permet le transfert de données à courtes portées via des ondes UHF, il a été destiné pour supprimer les appareils filaires. Les communications Bluetooth opèrent à la fréquence de 2.4GHz. Son plus grand avantage est la faible consommation d'énergie.

Au début, il est raisonnable de penser que le Bluetooth et le Wi-Fi sont deux technologies en rivalité, pour des raisons qu'elles soient sans fils et opèrent à la même bande fréquentielle qui 2.4 GHz.

Cependant, il n'est pas tout à fait le cas puisque elles ne sont pas destinées du tout aux mêmes usages.

Le Wi-Fi permet l'accès à internet et offre des performances très élevées mais exige une consommation énergétique. Contrairement aux Bluetooth, qui est très idéal pour la transmission de fichier à faible volume à une énergie très réduite [31].

II.3 la technologie ULB

La technologie ULB, ultra large bande ou UWB pour son sigle anglais représente une large portion du spectre radiofréquence. Elle coexiste principalement avec d'autres communications radios avec qui elle partage le même spectre fréquentiel [32].

Le premier défi de la technologie ULB est d'éviter les interférences avec les autres répartitions spectrales attribuées aux autres applications sans pour autant réduire la qualité de service [32].

Cette coexistence implique un niveau de puissance en émission bien exigé, ce dernier a été normalisé par la commission de communication fédérale en 2002 [33].

II.3.2 Définition

L'ultra large bande représente une modulation basé sur des impulsions radio de très courtes durées, ce qui permet d'atteindre des bandes passantes importantes, héritière des anciennes techniques des communications radars, elle a été reprise et rénovée par le FCC [25].

Plusieurs modulations peuvent être utilisées par cette technologie on cite : PPM, OOK ou la BPSK en mode impulsif.

L'information est ainsi illustrée sous forme binaire ou chaque bit peut être représenté sous une ou plusieurs impulsions ULB. Le grand avantage de ceci, est que les paquets d'information atteignent des débits très important en raison de la modulation du signal avec des impulsions de courtes durées qui aide grandement dans l'élargissement de la bande passante. Cet attrait s'avère néanmoins très important dans les systèmes de communication et il est démontré scientifiquement par l'équation de Shannon- Hartley qui affirme que la

capacité du canal est proportionnelle à la bande passante dépendant grandement du rapport signal bruit [25].

$$C = \log_2 (1 + RSB) \quad (\text{II.2})$$

II.3.3 Bref historique [34]

La technique ultra large bande a émergé avec les communications radars au milieu des années soixante, quelques années, elle a été introduite au département de défense aux USA [34].

En 1992, l'ULB est décrite comme solution pour les télécommunications de manière générale, connue sous le nom IR (Impulse Radio) ceci est dû aux travaux de P. Withington et L. Fullerton [35], juste après suivent des articles académiques démarrés par Scholtz en 1993 ayant comme objectif fondamental de proposer un moyen de communication discret et résistant aux milieux fortement bruités [36].

En 1994 le gouvernement des USA a financé plusieurs travaux scientifiques et académiques sous confidentialité et de nombreux articles ont vu le jour.

En mai 2000, à la suite de la publication de plusieurs articles cohabitant les deux termes IR et UWB, la Fédéral Communication Commissions (FCC) aux Etats-Unis a adopté un avis de proposition de réglementation (Notice of Proposed Rule Making) dans laquelle, elle reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'UWB dans de nombreux domaines [34].

Deux ans après, la technologie ULB est officiellement normalisée.

II.3.4 Réglementation ULB

En 2002 la commission de communication fédérale américaine a établi la bande passante UWB, cette dernière est comprise entre 3.1 GHz et 10.6 GHz [37].

Les dispositifs conçus en utilisant la technologie UWB offrent d'importants avantages, les paquets de data transmis peuvent atteindre des débits de quelques giga bits par seconde, la bande passante s'élargi ainsi et ceci permet de lui intégrer d'autres fonctions que la transmission des données.

La réglementation des systèmes ULB a commencé par la limitation de puissance d'émission à des puissances très faibles (Equivalent isotropic radiated power EIRP de 41.3 dBm/MHz), Les masques imposés pour les niveaux d'émissions de la bande autorisée sont

encore très inférieurs à cette limite (-10 dB) notamment en outdoor (-20 dB), afin d'éviter les interférences entre les nouveaux systèmes ULB et les systèmes sous licence tels que le GSM, GPS, Wifi [38].

Les USA ont été les plus prompts à proposer une réglementation des systèmes ULB, ouvrant ainsi une formidable opportunité commerciale et obligeant le reste du monde à étudier la question des limites d'émission et d'interférences avec des systèmes existants [38].

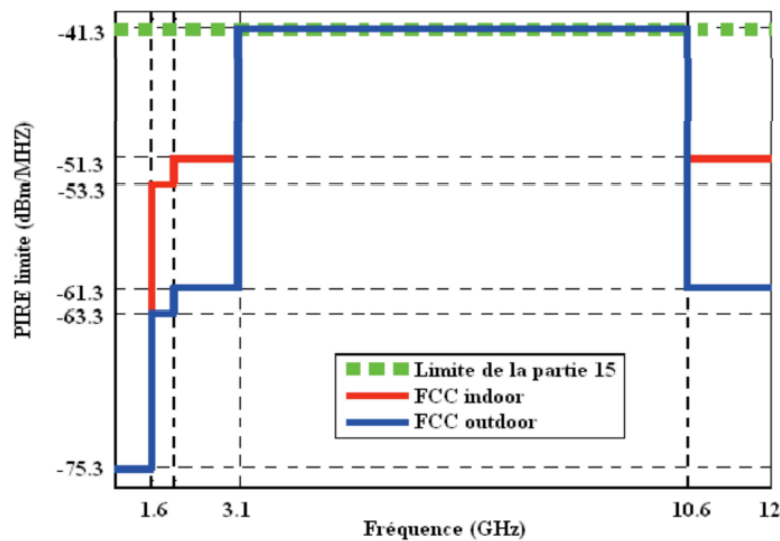


Figure II.2 : Les masques imposés pour les niveaux d'émissions ULB

En mars 2007 l'ECC autorise l'utilisation de la technologie UWB les bandes passantes respectives 4.2 GHz à 4.8 GHz et 6 GHz à 8 GHz. Outre que les USA, d'autres pays ont aussi essayé de normaliser l'ULB, mais néanmoins le masque FCC reste le plus répandue [39].

II.3.5 Définition de la bande passante en ULB

Comme c'est mentionné précédemment, la bande passante allouée pour les applications ULB est de 3.1GHz à 10.6GHz, la largeur de bande relative doit être celle mesurée à -10 dB en dessous de la puissance maximale et le signal doit occuper plus de 500 MHz de bande passante ainsi il sera considéré comme signal ULB.

$BP \geq 500 \text{ MHz}$ ou qu'elle présente une supériorité de 20% par rapport à la fréquence centrale [39].

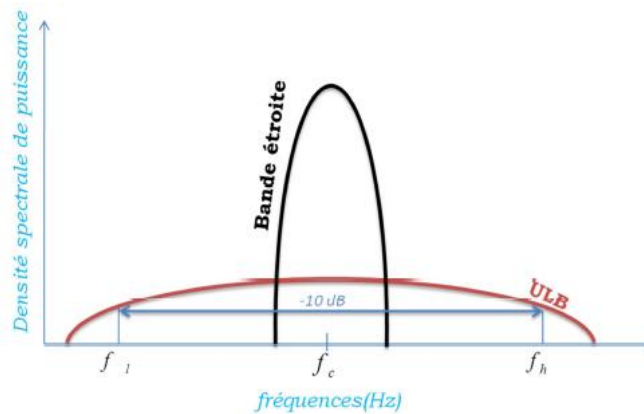


Figure II.3 : Comparaison de l'occupation spectrale entre un système ULB et un système à bande étroite [38]

II.3.6 Quelques applications ULB en RF

La technologie ULB est destinée principalement pour trois grandes catégories : la détection, les communications sans fils et la géolocalisation [39].

Le fait d'avoir une bande passante aussi large et un faible rapport cyclique fait qu'elle reste un candidat très favorable pour l'imagerie radar en outre la probabilité d'interception des signaux UWB reste faible en raison de l'énergie réduite présente dans la bande passante [25].

II.3.5.1 Les communications sans fils

Les communications sans fils sont exploitées grâce aux applications UWB ; dans le but de fournir des débits plus élevés avec une consommation minimale de la puissance lors des transferts à courtes distances.

Cette application est considérée comme une concurrente potentielle de la technologie LAN même si son rapport cyclique est affaibli à cause de sa juste synchronisation.

On retrouve ce type d'application dans les réseaux WPAN et les réseaux à capteurs suite à la standardisation de la norme 802.15.6 pour les applications BAN ; liées aux données physiologiques du corps humain [36].

Les dispositifs conformes à cette application peuvent être utilisés dans les sécurités des immeubles, les salles de réunions et de conférences ainsi qu'à l'interconnexion multimédia liée aux appareils électroniques du quotidien [25].

II.3.5.2 La géolocalisation

L'ULB est moins sensible aux trajets multiples comparée aux modes de modulation classique ceci favorise hautement son usage dans la détection des positionnements mobiles puisque ça permet de réduire les erreurs de détermination des temps de propagation.

II.3.5.3 Radar GPR

GPR est un dispositif géophysique qu'on pointe sur le sol pour étudier sa structure, pratique pour une variété de terrains, utilisé pour diverses applications comme les recherches archéologiques, les couches minérale, localisations des canalisations ... la bande fréquentielle attribuée à ce type d'appareil dans l'application ULB doit être inférieure à 1GHz [40].

II.3.5.4 l'imagerie médicale

La fréquence attribuée à cette application dans le domaine ULB est de 1.99 GHz jusqu'à 10.6 GHz [38], grâce à ses impulsions de l'ordre nanoseconde, la technologie UWB permet une grande immunité aux distorsions.

Elle est d'usage pour les capteurs médicaux liés aux malades mais aussi applicable dans l'imagerie cardiaque, obstétrique, pneumonique et les scanner ORL [41].

L'imagerie cardiaque se base sur un radar camera 3-D UWB, mis en œuvre par un certain Thomas McEwan, pour le mouvement du cœur. Il est capable de détecter des mouvements invisibles de la pompe humaine. De même pour l'imagerie obstétrique, qui se base sur l'utilisation d'un radar UWB pour la lecture des ultrasons et déterminer ainsi l'existence d'un fœtus [41].

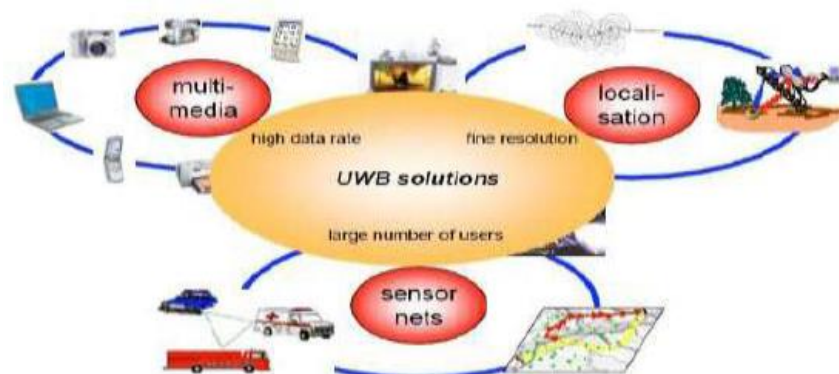


Figure II.3 : Illustration des applications ULB.

II.3.7 Caractéristiques de la technologie ULB

Comme son nom l'indique, bien évidemment, la première caractéristique essentielle de la technique UWB est sa bande passante, bien que Shannon l'ait montré vigoureusement dans l'équation II.2, il existe d'autres attributs considérables pour favoriser cette technologie par rapport à ses semblables dans les systèmes RF. On peut citer quelques-uns :

- **Simplicité relative aux systèmes** : l'illustration avec un système non filaire adaptant l'ULB, celui-ci s'appuie plus sur la modulation en bande de base au lieu de moduler avec un signal continu sinusoïdale. Il permet ainsi un avantage en puissance et évite l'usage à flot des dispositifs électroniques comme une PLL, un VCO, un synthétiseur, un mélangeur et encore moins un amplificateur de puissance. L'architecture de l'émetteur et du récepteur s'avère ainsi très abrégée [34].
- **Propriétés de pénétration à travers des obstacles [41]** : ceci leur permet une grande capacité de précision. Les impulsions RF à grand grain sont favorables pour l'utilité médicale.
- **Sensibilité moindre au brouillage [34]** : grâce aux niveaux bas de la densité spectrale en émission, qui est ainsi très favorable et anodine pour les divers environnements, citant le corps humain et les hôpitaux [41].

II.3.8 Avantages et inconvénients

a. Avantages

- ✓ Grande capacité du canal.
- ✓ Haut gain de transmission.
- ✓ Faible cout.
- ✓ Précision temporelle importante.

b. Inconvénients

- ✓ Possibilité d'interférence avec les autres systèmes à bande avoisinantes.
- ✓ En cas d'un réseau sans fils, basé sur la technologie ULB, il important d'ajouter une sécurité

II.4 Les filtres RF ULB

Comme on l'a vu précédemment la technologie ULB s'est grandement imposée dans les communications sans fils [39], l'étude, la conception et la fabrication des systèmes répondant à ses critères deviennent incontournables.

Un filtre RF ULB est un dispositif électronique fonctionnel dans le spectre radiofréquence, il élimine ou sélectionne une bande fréquentielle supérieur à 500 MHz.

D'un point de vue électrique, les critères d'un filtre efficace sont définis par sa sélectivité, son gain de transmission, sa bande passante et sa fréquence de rejection.

D'un point de vue intégration, le filtre est choisi par sa taille, sa masse, ainsi que par son encombrement [42].

Les contraintes fondamentales lors de la conception d'un filtre ULB sont le gabarit et le choix de la technologie. Cette dernière impose souvent un compromis avec les caractéristiques électriques [42] ce qui exige des solutions adéquates de la part des chercheurs.

II.4.1 Fondement théorique

La conception d'un filtre ULB nécessite une légère synthèse mathématique. L'analyse théorique permet de comprendre qu'un filtre est un quadripôle à deux entrées et à deux sorties de grandeurs électriques (courant et tension).

Dans les systèmes RF le paramètre de diffusion dit paramètre S joue un rôle capital lors de la présentation d'un circuit [25]. Ce dernier est représenté par une matrice dite la matrice S.

II.4.1.1 Paramètres S

Ce sont des coefficients utilisés dans les applications RF, pour décrire le comportement des ondes EM le long de la ligne. Ils permettent la description des entrées-sorties en terme d'ondes incidentes et d'ondes réfléchies au point désiré dans le circuit.

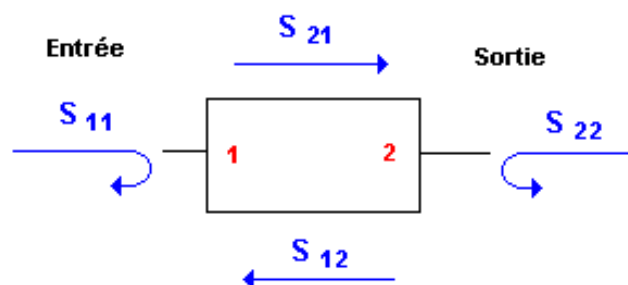


Figure II.4 : Illustration d'un circuit haute fréquence.

La matrice S est donnée par

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

S_{11} : Coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.

S_{12} : Coefficient de transmission inverse, lorsque l'entrée est adaptée.

S_{21} : Coefficient de transmission directe, lorsque la sortie est adaptée.

S_{22} : Coefficient de réflexion à la sortie lorsque la sortie est adaptée.

II.4.1.2 Les pertes de retour

Les pertes de retour expriment, en décibel, la qualité de l'adaptation. Elles sont liées directement au coefficient de réflexion par les équations ci-dessous

$$\begin{aligned} \text{RL (dB) in} &= -20 \log_{10} |S_{11}| \\ \text{RL (dB) out} &= -20 \log_{10} |S_{22}| \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

On distingue les pertes de retour à l'entrée et celles liées à la sortie [42].

II.4.1.3 Les pertes d'insertion

Les pertes d'insertion exprimées en décibel comme étant des pertes résultantes de l'insertion du filtre dans le circuit, reliées directement au coefficient de transmission par l'équation ci-dessous

$$\text{IL (dB) in} = -20 \log_{10} |S_{21}| \quad (\text{II.4})$$

II.4.2 Filtre passe bande ULB

Un filtre passe bande est un filtre qui laisse passer une bande de fréquence comprise entre une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute.

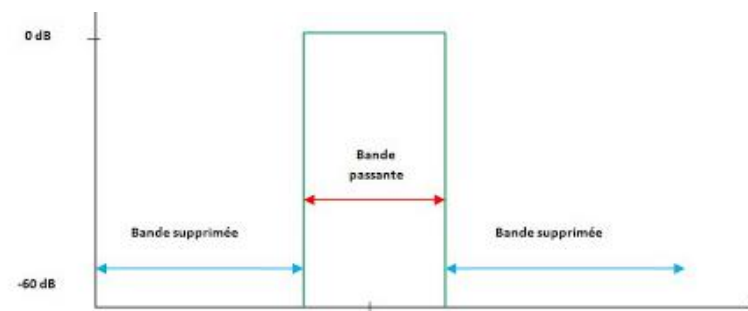


Figure II.5 : Gabarit idéal d'un filtre [43].

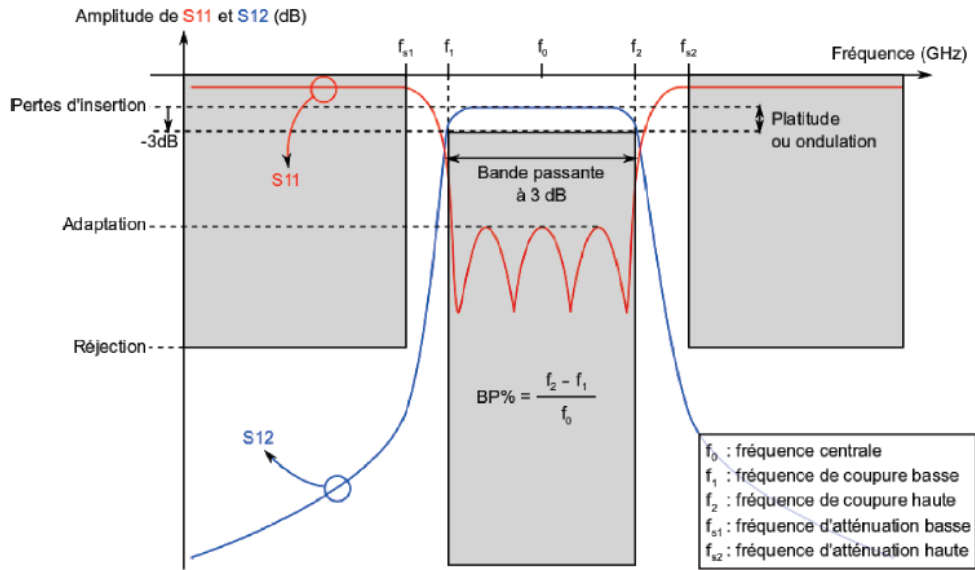


Figure II.6 : Gabarit réel d'un filtre [10].

Un filtre passe bande est considéré comment un filtre ultra large bande s'il répond aux critères suivants :

- Bande passante supérieure à 500MHz.
- Haute sélectivité pour la rejection des signaux tel : Wi-Fi et Bluetooth à 2.4 GHz.
- Une largeur de bande supérieure de moins 20% par rapport à la fréquence centrale.

II.4.2 Filtre coupe bande

Dit aussi filtre éjecteur de bande. Il empêche le passage d'une bande de fréquences située entre deux fréquences de coupure. Il est constituée d'un filtre passe bas et d'un filtre passe haut.

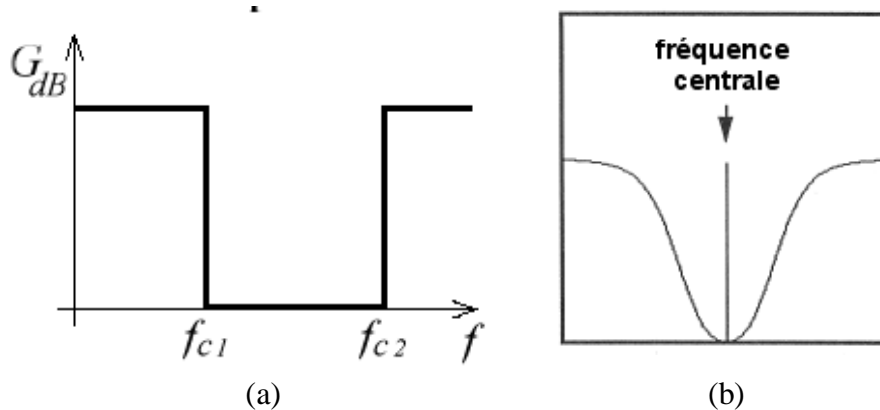


Figure II.6 : (a) gabarit idéal (b) gabarit réel d'un filtre coupe bande

Les filtres coupe bande sont généralement sélectifs à des bandes passante plus ou moins étroite, ils sont conçus pour être ajoutés dans un système afin de permettre de rejeter une bande de fréquence indésirable qui peut provoquer des signaux parasites. Mais la conception d'un filtre coupe bande ULB est tout de même faisable.

II.4.3 Caractéristiques additionnelles

Comparés aux deux autres types de filtre, le passe haut et le passe bas, les filtres passe bande et coupe bande possèdent certaines caractéristiques additionnelles.

II.4.3.1 La fréquence centrale

La fréquence centrale dite aussi fréquence de résonance, elle représente la moyenne géométrique des deux fréquences de coupures, techniquement c'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du filtre est purement réelle.

$$\text{Moyenne géométrique : } f_c = \sqrt{f_1 * f_2} \quad (\text{II.5})$$

II.4.3.2 La bande passante

Elle représente la largeur de bande, obtenu graphiquement à partir de -3 dB de la courbe du S_{21} .

II.4.3.3 Le facteur de qualité

Le facteur de qualité représente le rapport entre la fréquence centrale et la bande passante du filtre.

II.4.4 Technologie des filtres passe bande ULB

Dans le chapitre précédent, plusieurs technologies de filtre hyperfréquences ont été abordé néanmoins certaines restent plus favorables que d'autres en termes de simplicité, coût, robustesse et adaptation à des surfaces planes [30]..., parmi ces technologies on cite :

- **Structures à onde lente** : permettent d'obtenir des filtres plus compacts mais aussi la rejection des lobes secondaires vers les hautes fréquences pour ainsi dire améliorer la réponse du filtre [41].
- **Résonateur à saut d'impédance** : SIR pour son sigle anglais, son circuit est constituée d'une ligne chargée par les capacités à ses extrémités, cette technologie démontre que la fréquence de résonance et la vitesse de propagation diminuent lorsque la capacité de charge augmente [41].

- **Ligne capacitivement chargée** : les extrémités du circuit sont remplacé par des capacités dans le but de réduire la taille du filtre micro-onde, cette capacité peut être une capacité CMS, inter-digitée ou une capacité patch [41].

II.4.5 Applications des filtres ULB.

- Systèmes de localisations à temps réel.
- Systèmes d'imagerie radar qui permet la localisation précise et le suivi mesures de distance entre les radios) et la précision du temps d'arrivée approches de localisation.
- Systèmes de communication à courte portée, tels que utilisé pour éviter les collisions.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons défini, en première partie, la technologie Ultra large bande, son principe de fonctionnement et sa normalisation mondiale. On a pu tirer maints avantages qui la rendent compétitive face aux autres technologies.

Les applications ULB se sont avérées considérables dans le domaine RF. Ceci est dû aux caractéristiques que possède l'Ultra large bande.

En seconde partie nous avons introduit la notion de filtrage dans le contexte UWB, on a défini les critères d'un filtres passe bande et ceux d'un filtres coupe bande, leurs intégrations dans le domaine ULB, leurs caractéristiques principales et leurs applications.

On a noté que certaines technologies de filtres hyperfréquences sont plus avantageuses que d'autres lorsqu'il s'agit de la conception d'un filtre passe bande ULB.

CHAPITRE III

Conception et simulation

III.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la conception de deux filtres planaires dédiés à la technologie ULB. Le premier représente un filtre passe-bande qui fonctionne dans la bande de fréquence 3.1 GHz-10.6 GHz et le second est un filtre coupe bande qui fonctionne entre 2.9 GHz- 7.55 GHz.

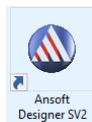
Dans la première partie, on a proposé un modèle d'un filtre passe bande ULB conçu à l'aide de lignes demi-onde, des stubs quart d'onde en court-circuit et ce en utilisant la technologie micro-ruban. D'abord on commence par un calcul approximatif des dimensions des différents éléments du filtre en utilisant la bande de fréquence donnée, ensuite, on effectue une étude paramétrique pour comprendre l'effet de chaque élément sur le comportement du filtre dans le but d'aboutir à une structure finale.

Dans la seconde partie, on propose un prototype d'un filtre coupe bande ULB constitué de lignes à saut d'impédance en technologie micro-ruban destiné à la rejection de la bande fréquentielle allouée au Wi-Fi5.

Toutes les simulations ont sont faites avec le logiciel ANSOFT Designer et les résultats finaux sont confirmés avec le logiciel HFSS pour donner les caractéristiques de chaque filtre telles que : la bande passante, la fréquence centrale et le facteur de qualité.

III.2 Présentation des logiciels et méthodologie de conception

III.2.1 ANSOFT Designer



ANSOFT Designer, basé sur la méthode des moments, est un outil de simulation pour la conception des circuits intégrés, des systèmes électroniques RF et tout type de structure planaire EM [45] en basse et haute fréquence. Il permet de résoudre maints problèmes de conceptions liés aux deux domaines temporel et fréquentiel [44]. Dans celui-ci, on a le choix d'insérer un « circuit design », un « planar Electro Magnetic design » ou un « filter item design ». Après cliquant sur l'icône du logiciel, une fenêtre de démarrage s'ouvre. Elle est illustrée dans la figure ci-dessous.

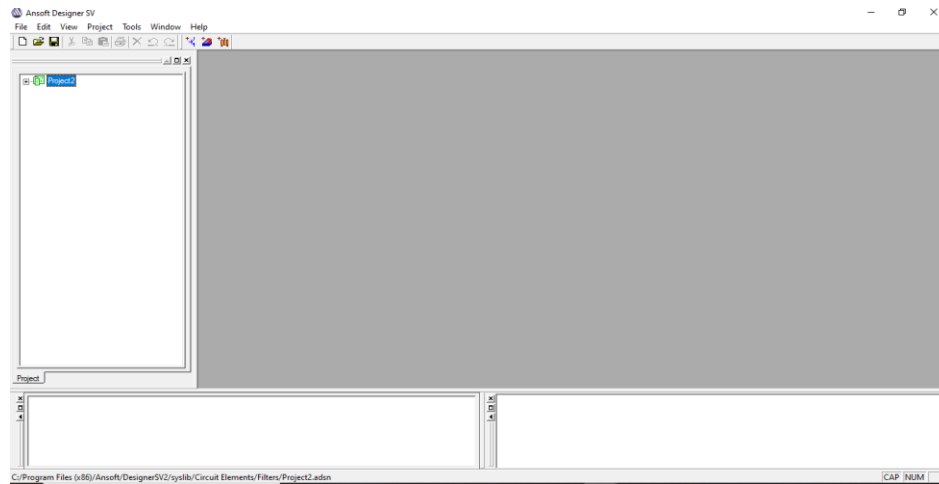


Figure III.1 : Interface après démarrage sur ANSOFT Designer

Dans notre cas, on clique sur ‘circuit design’. La fenêtre suivante s’ouvre :

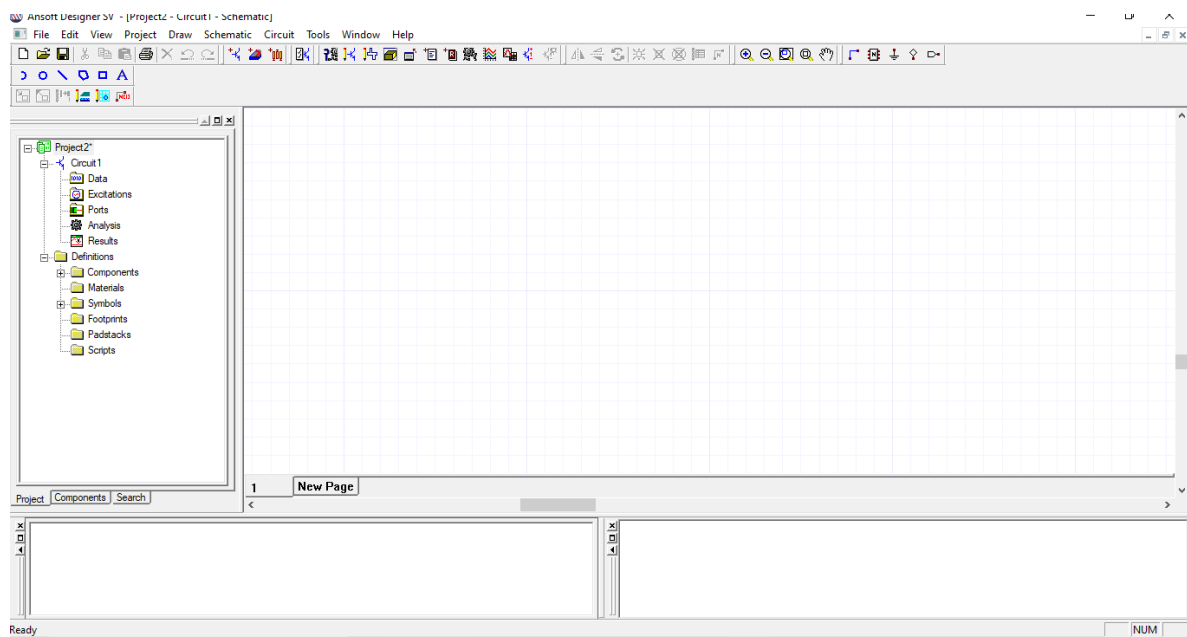


Figure III.2 Fenêtre projet

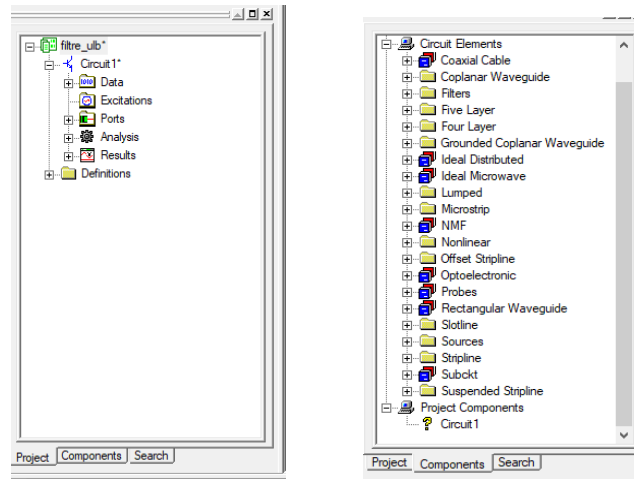
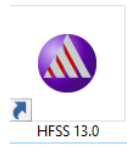


Figure III.3 Table de projet (a) outils de conception (b) librairie des composants

II.2.2 ANSOFT HFSS 13.0



Le logiciel HFSS (**H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulator) ou le simulateur des structures haute fréquence est solveur par la méthode des éléments finis. La version utilisée est la 13.0. Ce dernier permet la conception et la simulation de tout type de structure micro-onde en 2D ou 3D afin de résoudre la majorité des problèmes électromagnétiques liés aux basses et aux hautes fréquences ainsi que les problèmes optiques, thermiques et mécaniques.

L'interface après l'insertion d'un projet HFSS est illustrée dans la figure suivante :

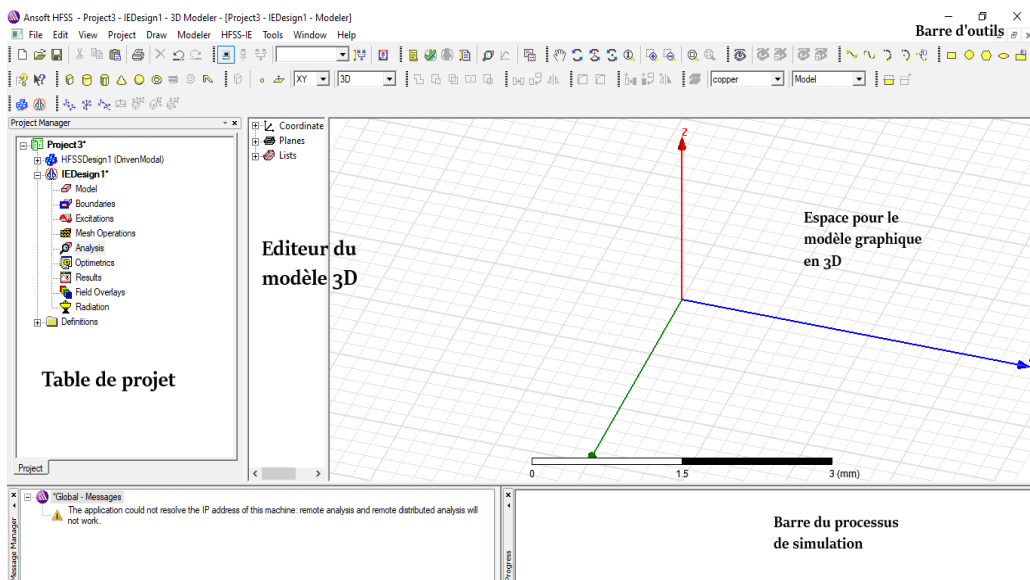


Figure III.4 Interface du projet HFSS

II.2.3 Méthodologie de conception des filtres ULB

Afin de bien organiser le travail, il est nécessaire d'établir une méthodologie qui mènera à la conception finale des filtres. Pour ceci, on doit:

- Définir le modèle du FPB et celui du filtre coupe bande (technologie et topologie utilisées).
- Réaliser un calcul approximatif de leurs prototypes.
- Définir les caractéristiques des matériaux utilisés.
- Concevoir les deux filtres sous ANSOFT et définir la plage de fréquence pour la simulation.
- Etudier les résultats et faire les premières améliorations du FPB.
- Effectuer une analyse paramétrique sous ANSOFT.
- Déterminer la structure finale du FPB-ULB.
- Concevoir le FPB-ULB sous HFSS.
- Fixer la plage de fréquence, analyser et vérifier les résultats de simulation.
- Proposer et étudier un filtre coupe bande ULB.
- Concevoir le filtre coupe bande sous HFSS.
- Fixer la plage de fréquence, analyser et vérifier les résultats de simulation.

III.4 Simulation

III.3.1 Conception du filtre de base sous ANSOFT Designer

Le design initial du filtre est basé sur une structure symétrique, le filtre est constitué de deux lignes micro-ruban horizontales de longueur $\lambda/2$ et de trois stubs ayant des longueurs $\lambda/4$ liés directement au plan de masse.

Les caractéristiques du substrat utilisé sont données dans le tableau suivant :

Paramètre	Valeur
Permittivité diélectrique	$\epsilon_r = 6.15$
Epaisseur	H= 1.2 mm
Tangente de perte diélectrique	TAND= 0.0027

Tableau III.1 : Propriétés du substrat_1.

Les dimensions des lignes sont calculées comme suite tel que $f_{min} = 3.1\text{GHz}$ et $f_{max} = 10.6\text{GHz}$

$$\lambda_{max} = \frac{c}{f_{min}} = 96.77\text{mm.}$$

$$\lambda_{min} = \frac{c}{f_{max}} = 28.3\text{mm.}$$

Étant en circuits imprimés où la miniaturisation est primordiale, on opte pour la longueur d'onde minimale.

$$\lambda_{min}/2 = 14.15 \text{ mm}$$

$$\lambda_{min}/4 = 7.075\text{mm}$$

Les longueurs des lignes micro-rubans étant approximativement définies, on attribue une largeur de $W= 1\text{mm}$ à toutes les lignes. Deux ports d'alimentation de 50Ω sont reliés de part et d'autre de la structure comme le montre la figure III.5. Le filtre de base est ainsi défini.

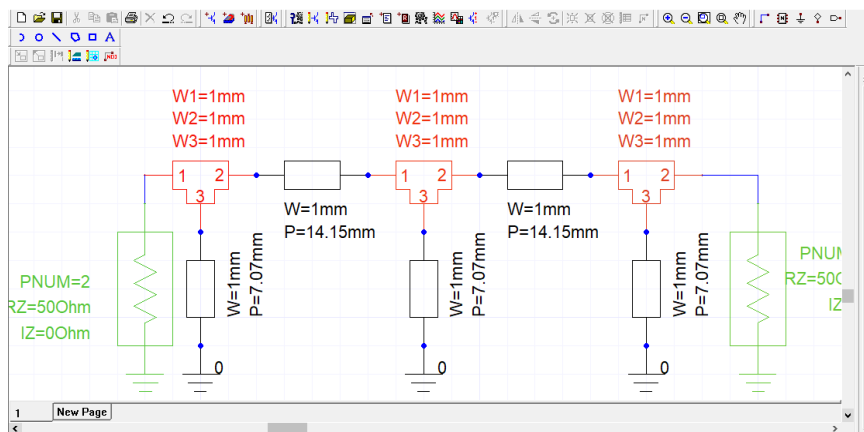


Figure III.5 : Le filtre de base

On effectue une simulation de 0 GHz à 10 GHz, on obtient la première réponse du filtre

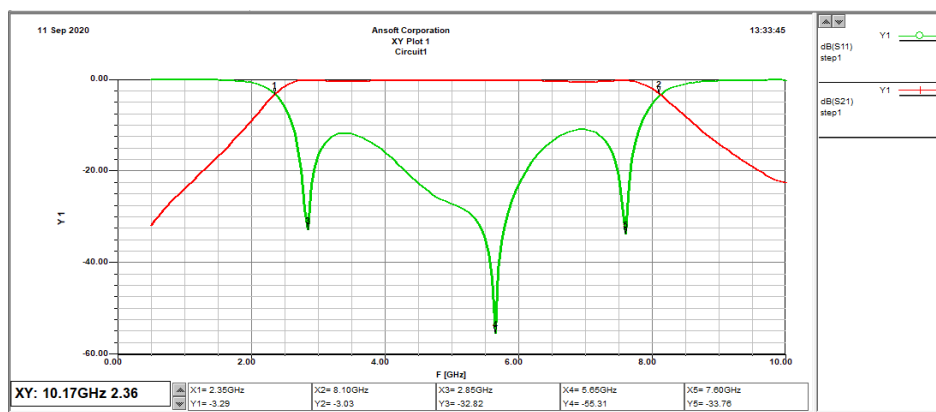


Figure III.6 : Réponse du filtre de base

A travers ça, on remarque :

- Une réponse d'un FPB des coefficients S_{11} et S_{21} .
- Une bande passante de 5.75 GHz (2.35GHz-8.10GHz) à -3dB pour le S_{21} .
- Une adaptation inférieure à -10dB et apparition de trois pôles à 2.85 GHz (-32.85dB), à 5.65 GHz (-55.31 dB) et à 7.6 GHz (-33.76 dB).
- Un décalage considérable vers les fréquences inférieures (<8GHz).
- Une légère perte d'insertion de -0.5dB à aux environ de 7 GHz.

On constate que le but de l'étude n'est pas encore atteint.

III.3.2 Première améliorations du filtre

Afin d'améliorer l'allure de S_{11} , on augmente la largeur W des trois stubs et des lignes demi-onde à 2 mm comme suit :

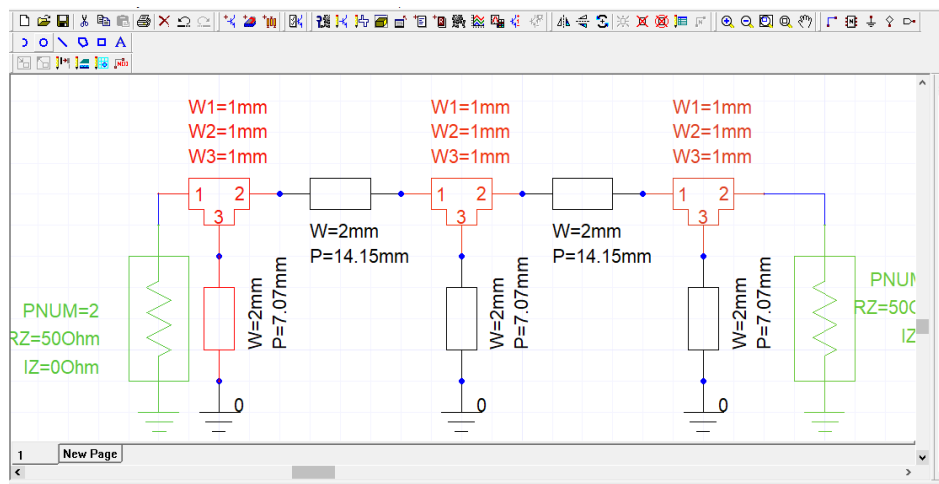


Figure III.7 : FPB amélioré.

Après simulation, on obtient la réponse suivante :

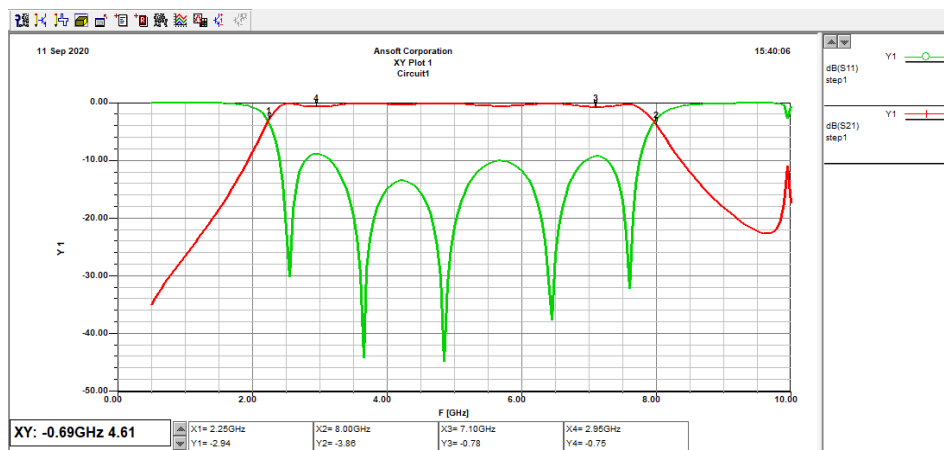


Figure III.8 : Réponse du filtre amélioré.

On remarque que :

- La bande passante reste inchangée.
- La réponse du filtre, est presque symétrique par rapport à la fréquence centrale.
- Des Pertes d'insertions ne dépassant pas le 1dB.
- L'apparition de 5 pôles à 2.55 GHz (-30.15dB), à 3.65 GHz (-44.17 dB), à 4.85 GHz (-44.72 dB), à 6.45 GHz (-37.64dB) et 7.60 GHz à (-32.15dB).

Dans les deux résultats précédemment énoncés, on constate que notre objectif de conception n'est pas encore atteint, les fréquences centrales pour les deux simulations sont respectivement de 5.22GHz et 5.12GHz avec un rapport de 110 % et 112.73% par rapport à la largeur de bande respectives des deux résultats.

L'objectif est d' :

- Améliorer la réponse du filtre jusqu'à atteindre la fréquence maximale de 10.6 GHz.
- Réduire les pertes d'insertions
- Améliorer l'adaptation du filtre.
- Réduire la taille du filtre.

III.3.2 Amélioration du FPB-ULB

Afin d'atteindre les objectifs précédemment fixés, on a commencé par miniaturiser le filtre en réduisant la longueur de chaque ligne de 2mm.

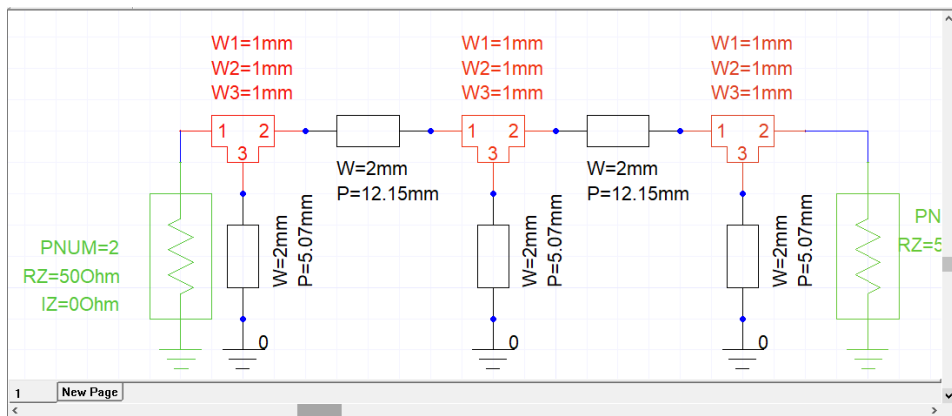


Figure III.9 FPB avec des lignes réduites.

Après simulation, on obtient la figure III.10 qui illustre les résultats de la première amélioration de la réponse du filtre.

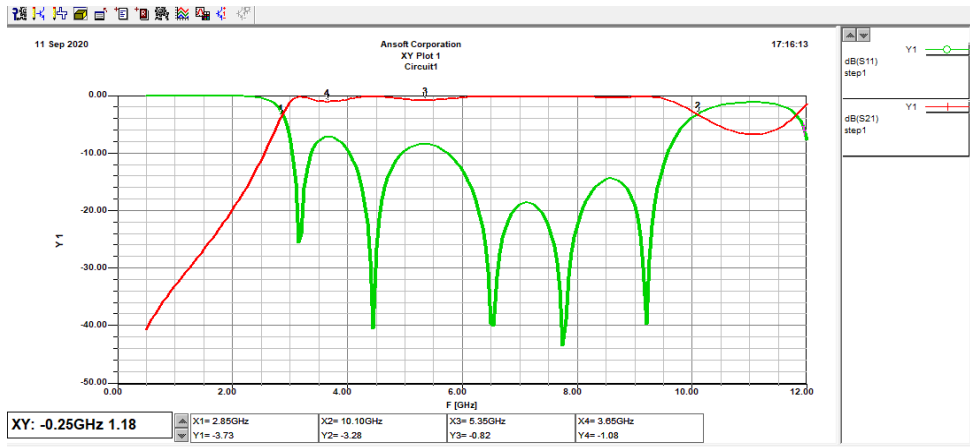


Figure III.10 : Réponse des coefficients S_{11} et S_{21} .

A première vue, on remarque :

- Un élargissement considérable de la bande passante à 7.25 GHz (2.85 GHz-10.10 GHz).
- Une réponse du filtre non satisfaisante au environ de 11 GHz avec une atténuation de -5 dB du S_{21} .
- Les quatre derniers pôles atteignent les -40dB avec une amélioration de l'adaptation dans la bande de fréquence de 6.65 GHz- 10.10 GHz.
- Les pertes d'insertions existent toujours aux fréquences 3.65GHz et 5.35 GHz.

III.3.3 Etude paramétrique

Dans le but d'améliorer le filtre, il est nécessaire de varier quelques paramètres afin de comprendre son comportement.

Pour cela, on attribue des variables aux différentes dimensions des éléments de la structure précédente, comme le montre la figure III.11

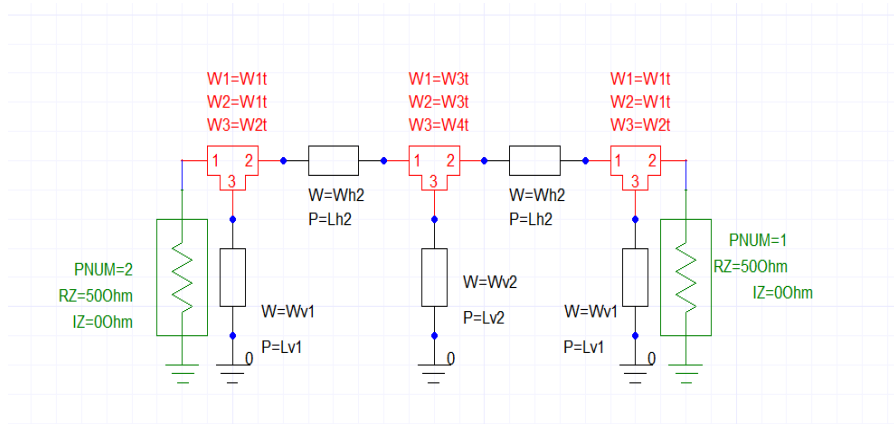


Figure III.11 : FPB à variables.

a. **Variation de Lh2** : On garde les autres paramètres tels qu'ils sont.

Lh2 (mm)	BP (GHz)	f _C (GHz)	Réjection de BP	Atténuation du S ₁₁	Perte d'insertion
10.5	7.8	7	-102.42 _{dB} à 13.85 GHz	- 42.27 _{dB}	-0.70 _{dB}
9.5	8.25	7.38	-89.14 _{dB} à 13.85 GHz	-41.58 _{dB}	-0.8 _{dB}
8.5	8.65	7.73	-110.69 _{dB} à 13.85 GHz	-49.45 _{dB}	-1.5 _{dB}

Tableau III.2 : Résultats obtenus en variant Lh2

D'après les résultats résumés dans le tableau III.2, on constate que plus la valeur de **Lh2** diminue plus la largeur de la bande passante augmente, la rejection de la **BP** est restée tout de même à une fréquence fixe et selon **f_C** on comprend qu'il y a un décalage à droite (vers les hautes fréquences).

En sachant que les pertes d'insertions ne doivent pas dépasser le 1dB, on élimine la valeur de **Lh2=8.5GHz** qui coïncide avec des pertes d'insertion de -1.5dB.

Le choix se porte sur **Lh2=9.5mm** parce que la bande passante est meilleure tout en ayant les valeurs des autres paramètres très proches.

b. **Variation de Wh2** en gardant les autres valeurs fixes.

Wh2 (mm)	BP (GHz)	f _C (GHz)	Réjection de BP	Atténuation du S ₁₁	Perte d'insertion
3	8.7	7.25	-71 _{dB} à 13.85 GHz	- 40 _{dB}	-1.5 _{dB}
1.5	7.9	7.4	-97.75 _{dB} à 13.85 GHz	-60.44 _{dB}	- 0.56 _{dB}
1	7.5	7.5	-106.65 _{dB} à 13.85 GHz	-39.97 _{dB}	- 0.89 _{dB}

Tableau III.3 : Résultats obtenus en variant Wh2.

La variation de **Wh2** n'influe pas sur la fréquence centrale **f_C**, elle est presque constante. La bande passante est meilleure à **Wh2=3mm**, mais les pertes d'insertions sont plus importantes.

On choisit **Wh2=1.5mm** parce que les pertes d'insertion sont moindres et l'atténuation du coefficient de réflexion est préférable.

c. L'influence des dimensions $Wv2$, $Lv2$

Dans cette partie, on s'intéresse au stub central et son influence sur le comportement du filtre.

Variation de $Wv2$, $Lv2$ fixe : on fixe $Wh2$ à 1.5 mm et $Lh2$ à 9.5mm.

$Wv2$ (mm)	BP (GHz)	f_c (GHz)	Réjection de BP	Atténuation du S_{11}	Perte d'insertion
3	7.6	7.4	-70dB à 13.7 GHz	-60dB	-1.47dB
1.8	8	7.45	-94.38dB à 13.85 GHz	-59.8dB	-0.9dB
0.8	8.55	7.43	-77.4dB à 13.85 GHz	-65.8dB	-1.5dB

Tableau III.4 : Résultats obtenus en variant $Wv2$.

En regardant le tableau, il est clair qu'il faut choisir la valeur $Wv2=1.8\text{mm}$ parce que la valeur des pertes d'insertions est la plus faible. On optant pour celle-ci, la réjection de la BP est meilleur. On peut conclure que si la valeur de $Wv2$ est $<1\text{mm}$, le filtre peut atteindre une très large bande passante,

Variation de $Lv2$, $Wv2$ fixe : On fixe $Wh2$ à 1.5mm, $Lh2$ à 9.5mm et $Wv2$ à 1.8mm.

$Lv2$ (mm)	BP (GHz)	f_c (GHz)	Réjection de BP	Atténuation du S_{11}	Perte d'insertion
6	7.5	7	-49.9dB à 11.9GHz	-44.9dB	-0.9dB
4.5	8.2	7.65	-76.9dB à 13.85GHz	-50dB	-1.5 dB
5.5	7.6	7.42	-72.65dB à 13.85 GHz	-46.85 dB	-1.73dB

Tableau III.5 : Résultats obtenus en variant $Lv2$.

En variant les dimensions du stub central, on constate que le gabarit du filtre peut être fortement atteint en termes de largeur de bande, rejection de la bande passante et pertes d'insertion. Si la longueur de cette ligne dépasse les 6 mm la largeur de la bande passante rétrécie.

III.3.4 La conception du filtre final

Après plusieurs essais et simulations, on a pu atteindre la réponse voulue du filtre passe Bande Ultra large Bande, néanmoins, il est important de noter qu'on a rajouté deux lignes micro-rubans alimentées par les ports d'entrée et de sortie à 50Ω et on a changé les dimensions des deux autres stubs. Ce rajout était nécessaire pour atteindre l'adaptation.

Le filtre final est illustré dans la figure III.12

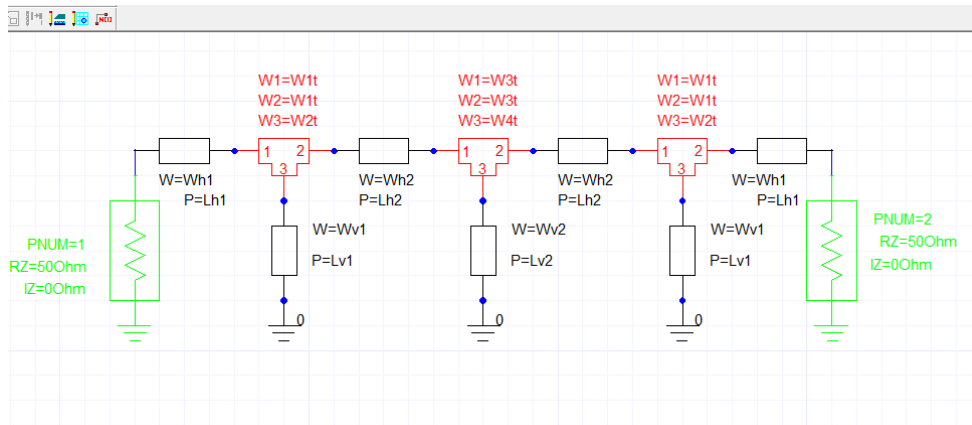


Figure III.12 : Structure finale du FPB-ULB

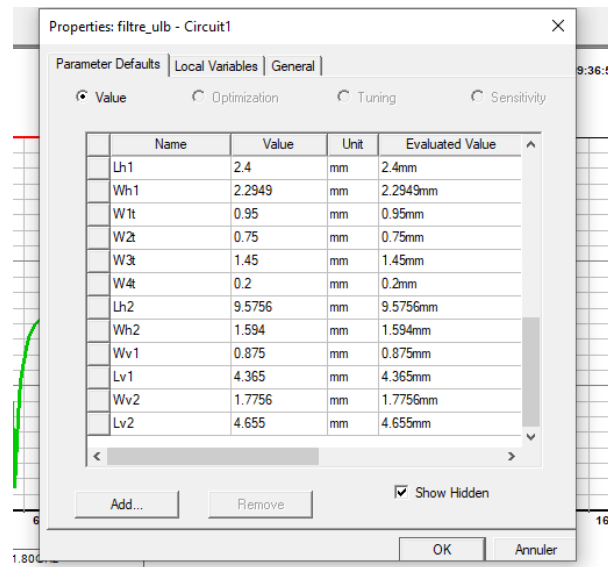


Figure III.13 : Dimensions finales des lignes

Le résultat final donné par le filtre est schématisé dans la figure suivante :

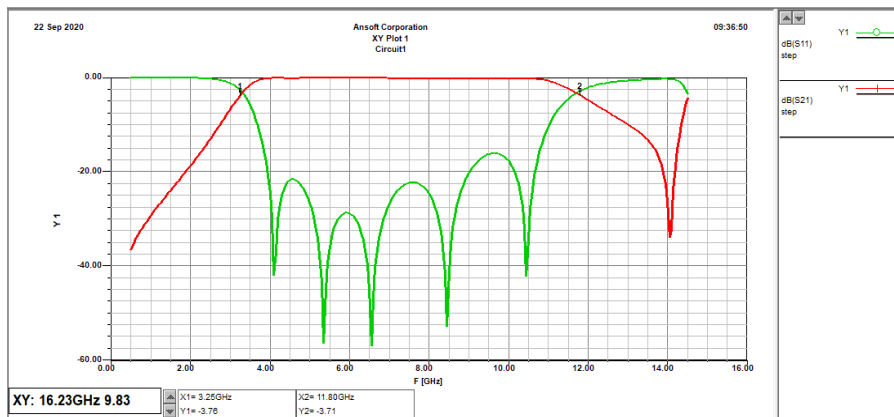


Figure III.14 : La réponse du filtre final

On constate:

- Une bande passante de 8.55 GHz (3.25 GHz et 11.80 GHz) à -3dB pour le S_{21} .
- Des atténuations de S_{11} qui ont atteint les -50dB dans la bande passante.
- Le S_{11} est inférieur à -16dB (adapté).
- Des Pertes d'insertions de -0.15dB.

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques du FPB sur ANSOFT

Paramètre	Valeur
Fréquence centrale f_c	7.53 GHz
Bande passante à -3dB du S_{21}	8.55 GHz
BP %	113.54 %
Facteur de qualité Q	0.88

Tableau III.6 : Caractéristiques du FPB sur ANSOFT.

La valeur de Q confirme qu'on a un filtre large bande parce qu'elle est inférieure à 1.

III.3.5 Conception du filtre sous ANSOFT HFSS

Après avoir observé la conception du filtre sous ANSOFT Designer, on a reproduit la structure finale du filtre sur HFSS pour confirmer les résultats déjà obtenus.

Les lignes micro-rubans et le plan de masse sont conducteurs.

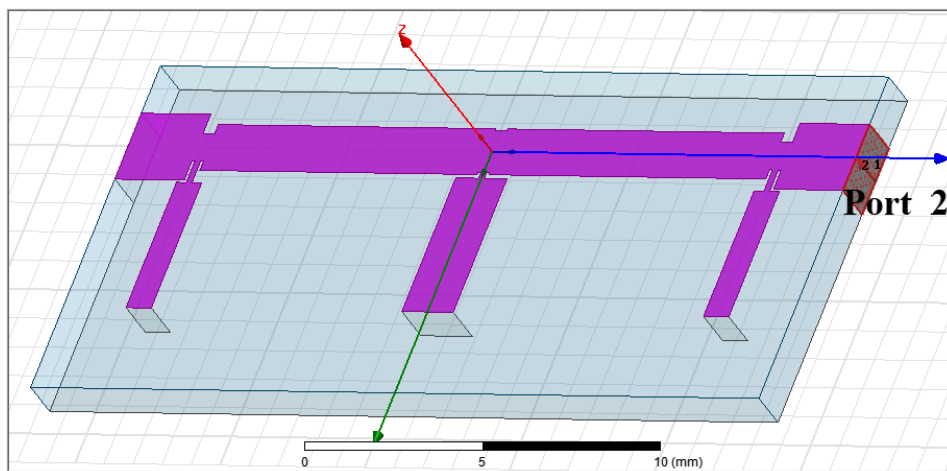


Figure III.15 : Conception du FPB sous HFSS

La réponse du filtre est donnée par la figure ci-dessous :

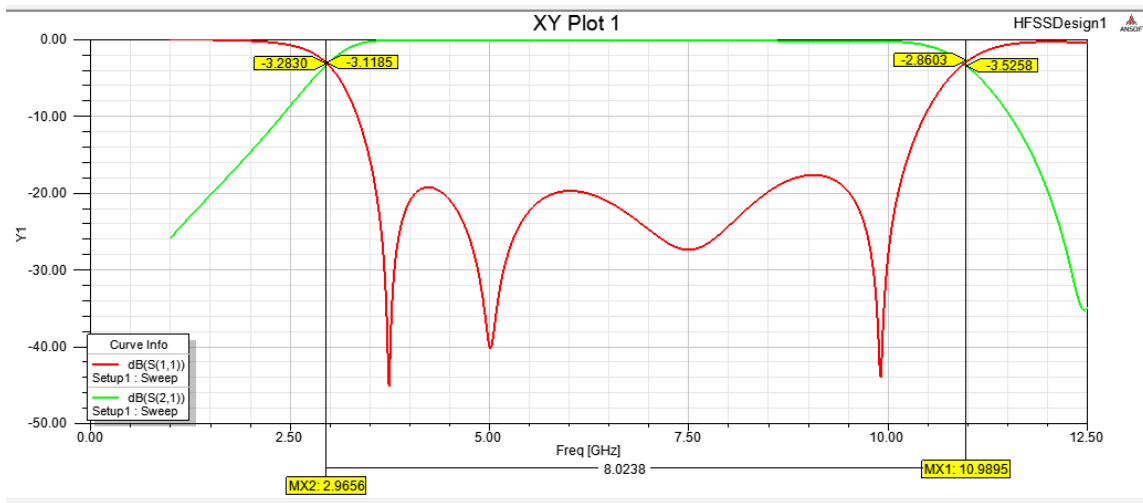


Figure III.16 : Réponse du filtre sous HFSS.

On constate que :

- La bande passante à -3dB déterminée à partir du S_{21} est de 8.02 GHz (2.96 GHz à 10.98GHz)
- Une Adaptation inférieure à -18dB.
- L'atténuation hors bande passante atteint -36dB à 12.39GHz et -28dB à 1GHz.
- Présence de 3 pôles 3.74 GHz (-45.07dB), 5.01 GHz (-40.15 dB) et -43.78dB à 93.89 GHz.

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques du FPB sur ANSOFT HFSS

Paramètre	Valeur
Fréquence centrale f_c	6.97 GHz
Bande passante à -3dB du S_{21}	8.02 GHz
BP%	115.06%
Facteur de qualité Q	0.87

Tableau III.7 : Caractéristiques du FPB sous HFSS.

Tableau comparatif des résultats

Logiciel	Bande passante	f_c	BP%	Facteur Q
ANSOFT	8.55GHz	7.53 GHz	113.54%	0.88
HFSS	8.02 GHz	6.97 GHz	115.06%	0.87

Tableau III.8 : Bilan comparatif.

III.3.6 Discussion des résultats

Grace aux deux logiciels, on a pu aboutir à la conception et à la confirmation des résultats obtenus du FPB-ULB.

On constate qu'il y a une différence de 530MHz au niveau de la bande passante au niveau de la bande passante avec un léger décalage de la fréquence centrale entre les deux résultats.

Néanmoins, le rapport en pourcentage de ces deux grandeurs s'avère très proche et le facteur de qualité est presque identique. Cette différence engendrée reste tout de même légitime, les logiciels utilisent des méthodes de simulations distinctes.

Les simulations faites sur ANSOFT sont obtenues avec la méthode des moments (MoM), cette dernière représente une méthode qui permet de résoudre les équations de Maxwell par intégrale en les réduisant à un système d'équations linéaire, très utilisé pour la modélisation des problèmes d'antennes, de filtres, de transitions entre guides et les circuits planaires [45].

Sur HFSS, c'est la méthode des éléments finis qui est utilisée lors de la simulation de quelque structure, cette dernière permet la résolution discrète des équations de Maxwell. Elle représente un outil mathématique qui résout de manière discrète les équations aux dérivées partielles [45].

III.3.7 Conception du filtre coupe bande sous ANSOFT Designer :

Cette partie est consacrée à la conception d'une structure d'un filtre coupe bande ULB destiné à la rejection d'une bande de fréquence considérable.

La structure du filtre est symétrique, on a utilisé la technologie des lignes à saut d'impédance, et l'adaptation est faite avec un stub en circuit ouvert (obtenus après plusieurs essais).

Les caractéristiques du substrat utilisé sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Paramètre	Valeur
Permittivité diélectrique	$\epsilon_r = 3.2$
Epaisseur	H= 2.5mm
Tangente de perte diélectrique	TAND= 0.0027

Tableau III.9 : Caractéristique du substrat _2.

En utilisant les mêmes démarches que précédemment, on aboutit au filtre conçu illustré dans la figure III.17

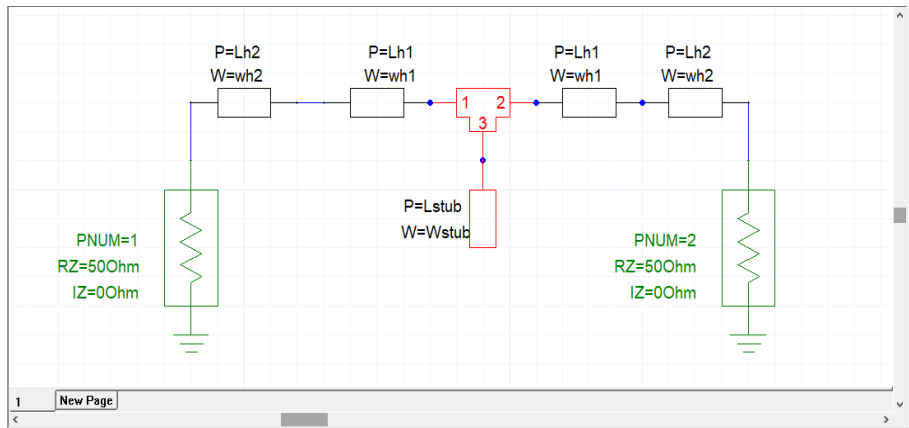


Figure III.17 : Filtre coupe bande.

Properties: coupe_bande - Circuit1

Parameter Defaults | Local Variables | General

Value Optimization Tuning Sensitivity

Name	Value	Unit	Evaluated Value
wh1	1.2	mm	1.2mm
Lh1	5.85	mm	5.85mm
wh2	2	mm	2mm
Lh2	1.95	mm	1.95mm
wt1	1.4	mm	1.4mm
wt2	0.25	mm	0.25mm
Lstub	5	mm	5mm
Wstub	10	mm	10mm

Add... Remove Show Hidden OK Annuler

Figure III.18 : Dimensions des lignes

Après simulation, on obtient la figure III.19

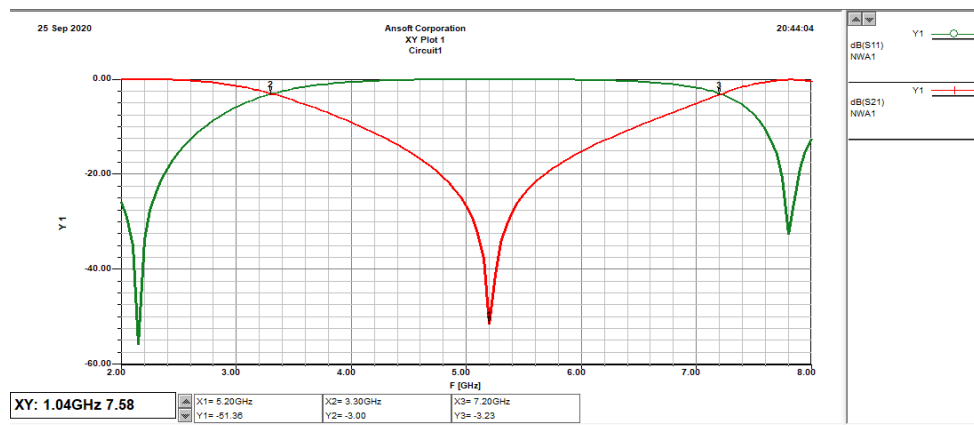


Figure III.19 : Réponse du filtre coupe bande

D'après la réponse du filtre, on remarque que :

- La bande passante est de 3.9 GHz (3.30 GHz-7.20 GHz).
- La fréquence de résonance du filtre est 5.20 GHz.
- La rejection de fréquence atteint les -51dB.

Paramètre	Valeur
Fréquence centrale f_c	5.25 GHz
Bande passante à -3dB du S_{21}	3.9 GHz
BP%	74.28%
Facteur de qualité Q	1.35

Tableau III.10: Caractéristiques du filtre coupe bande.

III.3.8 Etude paramétrique du filtre coupe bande

a. Variation des dimensions W_{Stub} , L_{Stub} du stub:

W_{Stub} (mm)	BP (GHz)	f_c (GHz)/ S_{21}	f_r (GHz)/ S_{21}	BP%
7	4.1	5.2	5.30/ -49.91 _{dB}	78.8 %
3	3.55	5.37	5.15/-43 _{dB}	66 %

Tableau III.11 : Résultats en variant la largeur du Stub.

L_{Stub} (mm)	BP (GHz)	f_c (GHz)	f_r (GHz)/ S_{21}	BP%
12	3.4	4.6	4.3/ -53.85 _{dB}	74 %
8	4.55	6.12	6.55/-53.58 _{dB}	74.34 %

Tableau III.12 : Résultats en variant la longueur du Stub.

On remarque qu'en variant les dimensions du stub les propriétés du filtre changent. Il est important de noter qu'en diminuant sa largeur W_{Stub} ou en augmentant sa longueur L_{Stub} la bande passante se rétrécit et la fréquence de résonance se décale. Dans le cas inverse la bande passante s'élargie.

La rejection de la fréquence reste importante.

b. Variation des paramètres de la jonction T :

Il est tout de même important de mentionner les valeurs attribuées à cet élément, la largeur des deux entrées et sortie symétriques est $w_{t2} = 0.25\text{mm}$ la 3ème est de $w_{t1} = 1.4\text{mm}$.

W_{t2} (mm)	BP (GHz)	f_C (GHz)	f_r (GHz)/ S_{21}	BP%
1	3.9	5.15	4.95/ -46.94 _{dB}	75.7 %
4	4	5	4.25/-45.02 _{dB}	80 %

Tableau III.13 : Résultats en variant w_{t2} .

On remarque que la largeur de l'entrée et la sortie de la jonction T, possèdent un effet sur la variation du rapport entre la bande passante et la fréquence de résonance, la largeur de bande reste relativement la même.

III.3.8 Conception du filtre coupe bande sous HFSS

Après avoir observé la conception du filtre sous ANSOFT Designer, on a reproduit la structure finale du filtre sous HFSS.

La figure III.21 illustre la structure du filtre

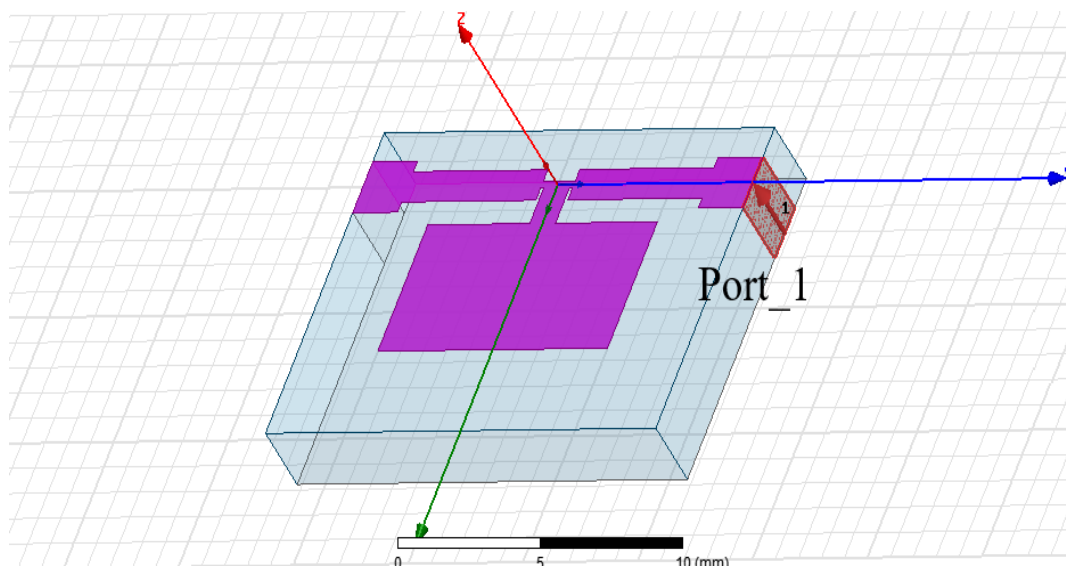
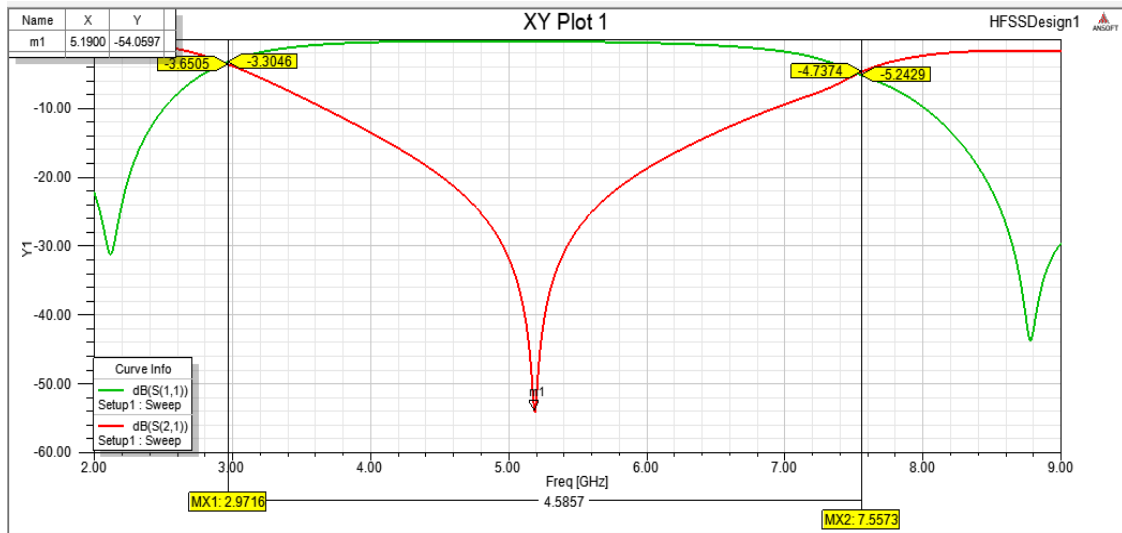


Figure III.20: Conception du filtre coupe bande sous HFSS.

La réponse du filtre est après simulation de 2GHz à 9GHz :



III.21 : Réponse du filtre sous HFSS.

A première vue on constate que :

- La réponse du filtre est relativement la même.
- La bande passante est approximativement égale à de 4.59 GHz.
- La fréquence de résonance du filtre est de 5.19GHz.
- La rejection de la fréquence de résonance atteint les -54dB

Les caractéristiques du filtre sont résumées dans le tableau III.12

Paramètre	Valeur
Fréquence centrale f_c	5.26 GHz
Bande passante à -3dB du S_{21}	4.58 GHz
BP%	87%
Facteur de qualité Q	1.14

Tableau III.14 : Caractéristiques du filtre coupe bande sur HFSS.

Tableau comparatif des résultats

Logiciel	Bande passante	f_c	BP %	Facteur Q
ANSOFT	3.9GHz	5.25 GHz	73.58%	1.36
HFSS	4.58GHz	5.26GHz	87%	1.14

Tableau III.15 : Bilan comparatif.

III.3.9 Discussion des résultats

Avec les deux logiciels, on a pu concevoir un filtre coupe bande pour les applications ULB, ce dernier permet la réjection d'une gamme de fréquence relativement large, avec une rejection de fréquence optimale entre [5.15GHz- 5.35GHz].

Les résultats obtenus sont partiellement distincts, d'un côté, on a abouti à une différence de largeur de bande supérieure à 500MHz, ce qui n'est pas négligeable avec un rapport qui dépasse les 10%, de l'autre le facteur de qualité est légèrement au-dessus de 1 ce qui peut être acceptable pour les applications ultra-large bande.

Les deux fréquences centrale et de résonance (f_c et f_r), s'avèrent tout de même proches

III.4 Conclusion

On a pu dans ce chapitre voir la conception étape par étape d'un FPB-ULB, avec une bande passante supérieure à 8GHz soit un rapport qui dépasse les 100%, la réjection de la bande est à des fréquences inférieures à 14GHz et les pertes d'insertion ne dépassaient pas les -1dB dans largeur de bande.

Les résultats se sont avérés proches avec de légères différences qui ont été causées par les logiciels de simulation.

Par la suite, on a proposé une structure d'un filtre coupe bande dont on a vu le comportement en variant les dimensions de certains de ses éléments, les résultats obtenus s'avèrent tout de même distincts entre les deux conceptions en terme de largeur de bande, il est essentiel de noter que la conception du filtre sur HFSS est plus réelle comparée à celle d'ANSOFT, c'est pour cette raison qu'il est préférable d'opter pour ses résultats.

Le filtre possède tout de même la capacité de rejeter les sous bandes fréquentielles allouées aux Wi-Fi5 : [5.15 GHz-5.34 GHz] et [5.47 GHz-5.72 GHz] ; avec une fréquence de résonance 5.19 GHz (pôle optimale <-50dB). Cette rejection peut être favorable pour les applications ULB.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont additionné de nouvelles structures de filtres hyperfréquence pour des applications télécoms, en se basant sur la technologie miro-ruban et sur des topologies précédemment abordées dans d'autres études.

Deux topologies passe bande et coupe bande ULB ont été d'usage dans cette étude pour la technologie planaire. Aussi bien pour le passe bande que pour le coupe bande, les méthodes de conceptions ont été développées, le prototype de chacun des filtres a été donné en technologie planaire et les résultats ont été validés.

La première partie du dernier chapitre a été destinée à la conception d'un FPB-ULB en utilisant des éléments de longueurs $\lambda/2$ et $\lambda/4$. Le premier prototype du filtre est issu d'un calcul approximatif à partir de la plage fréquentielle en utilisant un substrat diélectrique de permittivité 6.15 et d'épaisseur 1.2mm, après maintes simulations on a pu aboutir à un résultat acceptable.

Dans la seconde partie, on a opté pour la topologie de lignes à saut d'impédances afin de concevoir un filtre coupe bande. Ce dernier a été conçu à l'aide d'un substrat diélectrique de permittivité 3.2 et d'épaisseur 2.5mm. Le filtre possède une bande passante relativement large avec une capacité de réjection optimale à 5.19 GHz, il peut être intégré dans n'importe quel système qui exige la réjection de la sous bande allouée au Wi-Fi-5, ainsi éviter le chevauchement de signaux.

L'étude et la réalisation de ce projet nous a permis grandement d'approfondir nos connaissances théoriques et pratiques acquises précédemment le long de notre cursus, notamment dans le domaine des filtres miro-ruban.

L'objectif de ce travail a été atteint, n'empêche qu'on souhaite qu'il soit repris prochainement et être optimisé davantage.

L'étude peut bien être poursuivie pour les deux structures, par exemple, il est possible d'intégrer au FPB d'autres éléments afin d'éliminer des bandes de fréquence déjà attribuée là ou on veut éviter une interférence, ou même de réduire sa taille, ceci permettrait de minimiser les composants d'un système télécom quelconque et constituerait une bonne extension pour ce projet.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] : ADOUI Ibtissam. « *Modélisation des filtres à cavité rectangulaire comportant des structures planaires à plusieurs niveaux de métallisation et à substrats multicouches homogènes et inhomogène* » Thèse de doctorat. Université MOHAMED ELBACHIR EL IBRAHIMI, BORDJ BOU ARRERIDJ 2017,
- [2] : SEGHIER Salima. « *Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunication* ». Thèse de doctorat. Université de Tlemcen 2013,
- [3] : BENACHOUR Leila. « *Modélisation des Structures Planaires de Formes Régulières implantées sur Substrat d'une Anisotropie Tensorielle* ». Thèse de doctorat. Université de Constantine 2008,
- [4] : THEPAUT Loïc. « *Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence* ». Thèse de doctorat UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE 2017,
- [5] : ESPANA Béatrice. « *Conception d'un filtre passe bande à base de MEMS* ». Diplôme d'ingénieur C.N.A.M en électronique. Conservatoire national des arts et métiers centre régional MIDI-PYRENEES. 2004,
- [6] : TCHIKAYA Euloge Budet. *Modélisation électromagnétique des Surfaces Sélectives en Fréquence finies uniformes et non-uniformes par la Technique par Changements d'Echelle (SCT)* ». Thèse de doctorat. Université Toulouse III Paul SABATIER 2010,
- [7] : HAJJ Raghida. « *Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et submillimétriques* ». Thèse de doctorat. Université de LIMOGES 2010,
- [8] : CHEHAMI Fadhila. « *Eude de guides d'onde sublongueur d'onde en forme de C pour la conception de nano-coupleurs optiques* ». Mémoire de Master. Université de Mouloud MAAMRI. TIZI-OUZOU 2017,
- [9] : KHIREDINE Hana. « *Etude et conception d'un filtre RF ULB pour des applications en télécommunications* ». Mémoire de Master. Université de MSILA 2019,
- [10] : GARREAU Jonathan. « *Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybrid planaire SIW en technologie LTCC* ». Thèse de doctorat. Université de Bretagne Occidentale 2012,
- [11] : BADEV Alexandre. « *Matériaux diélectriques à faibles pertes utilisés comme résonateurs et filtres dans les circuits micro-ondes* ». Thèse de doctorat. Université Toulouse III Paul SABATIER. 2008,
- [12] : KADOUR Darine. « *Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire* ». Thèse doctorale. Université de JOSEH FOURRIER- Grenoble 2007.

Bibliographie

- [13] : CLAVET Yann. « *Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications* ». Thèse doctorale. Université de Bretagne Occidentale, 2006,
- [14] : <https://www.sfcircuits.com/pcb-production-capabilities/rf-pcb>
- [15] : <https://hal-emse.ccsd.cnrs.fr/TELECOM-BRETAGNE/tel-00908836v1>
- [16] : <https://www.lotussys.com/products/lpf80m>
- [17] : <https://perso.esiee.fr/~vasseurc/substrat.html>
- [18] : CLAVET¹ Yann, MANCHEC¹ Alexandre, FAVENNEC² Jean-François, QUENDO² Cédric, RIUES² Éric. « *Evaluation des performances large bande d'un substrat à forte permittivité à partir d'un filtre à stubs en court-circuit* ». 17^{ème} Journées Nationales Microondes. Brest. Université de Bretagne Occidentale, 2011.
- [19] : HAIDAR Ahmad. « *Synthèse de filtres hyperfréquences prenant en compte le comportement dispersif des couplages* ». Thèse de doctorat. Université de LIMOGES, 2018,
- [20] : Hang Wang, Lei Zhu and WOLFGANG Menzel. « *Ultra-Wideband Bandpass Filter With Hybrid Microstrip/CPW Structure* ». IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 15, NO. 12, DECEMBER 2005.
- [21] : ZEGAAR Imane, GHERBI Aicha. « *Etude et conception d'un filtre passe bande à base de résonateur à saut d'impédance pour les systèmes de communication sans fil* ». Mémoire de Master. UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF. 2019,
- [22] : <https://docplayer.fr/84171854-Theories-des-filtres.html>
- [23] : HATHAT Ahmed. « *Etude des techniques de conception des filtres micro-ondes.* » Mémoire de Magister. UNIVERSITE ZIANE ACHOUR DE DJELFA. 2011,
- [24] : HANNA Elias. « *Synthèse et Réalisations avec des Zéros de Transmission de Filtres Planaires Miniaturisés à Topologies Fractales en substrat Suspendu* ». Thèse de doctorat. UNIVERSITÉ BORDEAUX 1. 2006,
- [25] : HADJI Mohamed Salah, NAAM Bouhafs. « *Etude et conception de filtre passe bande ultra large de communication bande pour les systèmes sans fil* ». Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah, 2017,
- [26] : FLEURY Sébastien, GIROD Jean-Marc, Watanabe Ryo, « *Les satellites et la technologie VSAT. Rapport suite à l'exposé fait en cours de nouvelles technologies* ». Université de la marne- la vallée.

Bibliographie

- [27] : <https://le-routeur-wifi.com/meilleur-canal-wifi-config/#:~:text=On%20pourra%20tirer%20notre%20chapeau,des%20canaux%20et%20les%20interf%C3%A9rences.>
- [28] : <https://le-routeur-wifi.com/normes-wifi-802-11/>
- [29] : <https://blog.domadoo.fr/guides/generalites-sur-le-zigbee/>
- [30] : <https://www.planete-domotique.com/blog/2019/11/20/top-10-zigbee/#:~:text=7%20%E2%80%93%20Fr%C3%A9quence,et%20en%202.4%20Ghz%20par%20tout.>
- [31] : <https://www.noodo-wifi.com/faq/bluetooth-c-est-quoi/s>
- [32] : M. Mittelbachy, C. M'ullery, D. Fergerz, and A. Fingery. « *Study of Coexistence Between UWB and Narrowband Cellular Systems* ». Dresden University of Technology, 01062 Dresden, Germany.
- [33]: BENEDETTO Maria-Gabriella, LUCA DE NARDIS, MATTHIAS JUNK* and GUERINO DI GIANCOLA. « *Uncoordinated Wireless Baseborn Medium Access for UWB Communication Networks* ». College of Engineering, University of Rome La Sapienza, Infocom Department, Via Eudossiana, 18–00184 Rome, Italy. 2005.
- [34] : DADAMOUSA Safa, MAKHLOUFI Saida. « *Analyse et conception des filtres passe bande micro ruban pour les applications ULB* », Mémoire de Master, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2018.
- [35] : AYYASH Mouhammad, « *Étude d'un Système d'Acquisition Rapide de Signaux UWB à Très Large Bande en Milieu Minier Souterrain* », Mémoire de maitrise en ingénierie, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, 2013.
- [36] : TABAA Mohamed, « *Conception d'un système de transmission ultra-large bande par impulsions orthogonales* », Thèse doctorale, Université de LORRAINE, 2014.
- [37] : Min-Hang Weng , Che-Wei Hsu , Siang-Wen Lan and Ru-Yuan Yang, « *An Ultra-Wideband Bandpass Filter with a Notch Band and Wide Upper Bandstop Performances* », *Electronics* **2019**, 8, 1316.
- [38] : TAHRI Tarik, « *Systèmes radars coopératifs multimodes pour la détection, l'identification des obstacles sur les voies, la localisation et la transmission de données trains-infrastructures* », Thèse de doctorat, Université de VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRESIS, 2014.

Bibliographie

- [39] : DEVULDER Marie, « *Etude et faisabilité d'un système Ultra-large bande (ULB) en gamme millimétriques en technologie Silicium avancée* », Thèse de doctorat, Université de sciences et technologies de Lille, 2008.
- [40] : ZIANI KERARTI Djalal, « *Etude et conception des antennes Ultra-large bande* », Mémoire de Magister, Université ABOU BAKER BELKAID de Tlemcen, 2011.
- [41] : Jianli Pan, « *Medical Applications of Ultra-WideBand (UWB)* » 2008 (A survey paper written under guidance of Prof. Raj Jain).
- [42] : BOUSMAHA Mohammed Amine, « *Analyse et conception de nouvelles structures de filtres larges bandes pour des applications en Télécommunications* », Mémoire de Magister, Université ABOU BAKER BELKAID de Tlemcen, 2011.
- [43] : <http://www.sitejoomla.f8dyd.org/index.php/filtres-generalites>
- [44] : ANSOFT Designer, circuit, system and planar Electromagnetics ; full book.
- [45] : ALHZZOURY M. Ahmad ISMAIL, « *Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunications* ». Thèse doctorale. Université de Toulouse III, 2013.

Résumé

L'objectif visé par ce travail consiste à la conception de deux filtres micro-ruban dédiés à la technologie Ultra-large bande. En effet, en 2002 le FCC (commission fédérale des communications) a normalisé la bande fréquentielle destinée aux applications ULB, cette dernière est comprise entre 3.1GHz à 10.6GHz.

Dans la première partie, on a proposé un prototype de FPB-ULB dont la bande passante dépasse les 8GHz avec un rapport de 114%. En seconde partie, on a conçu un filtre coupe-bande ULB, ayant une bande passante supérieure à 4 GHz, destinée à la rejection de la gamme fréquentielle du Wi-Fi5 avec un rapport qui dépasse les 70% et ce en utilisant la technologie planaire.

Mots clés : Filtre, ULB, technologie planaire, bande passante.

Abstract

The object of this work, consist in conception of two microstrip filters dedicated to the Ultra wide band technology. In 2002, the FCC (federal commission of communications) has normalised the frequency band intended for ULB applications the latter is included between 3.1GHz to 10.6GHz.

In the first part, we have proposed a PBF-ULB prototype whose bandwidth exceeds 8GHz with a report estimate to 114%. In the second part, we have designed a prototype of notch-band filter ULB, having a bandwidth superior than 4GHz, intended to the rejection of frequency range of Wi-Fi5 with a report who exceeds 70% and all this using planar technology.

Keywords : Filter, UWB, planar technology, bandwidth.